



Techniques vertes d'optimisation et d'adaptation du lien radio sans-fil

Marc-Antoine Bouzigues

► To cite this version:

Marc-Antoine Bouzigues. Techniques vertes d'optimisation et d'adaptation du lien radio sans-fil. Sciences de l'ingénieur [physics]. INSA de Rennes, 2014. Français. NNT: 2014ISAR0021 . tel-01127554

HAL Id: tel-01127554

<https://theses.hal.science/tel-01127554>

Submitted on 7 Mar 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Résumé

Depuis plusieurs années, les technologies de l'information et de la communication connaissent un développement spectaculaire. Le trafic d'information augmente exponentiellement alors que l'évolution de l'efficacité énergétique des réseaux, définie généralement comme le rapport entre l'énergie utile en sortie du système et l'énergie totale fournie au système, n'augmente que de manière linéaire. Pour soutenir la demande de trafic, il est alors nécessaire de multiplier les équipements réseaux ce qui augmente la facture énergétique des opérateurs et les émissions de gaz carbonique. Devant l'urgence de la situation, de nombreux projets et consortiums ont été créés avec l'objectif de renforcer l'efficacité énergétique des réseaux. Par exemple, le consortium GreenTouch™ fondé en 2010 a pour objectif d'améliorer l'efficacité énergétique des réseaux d'un facteur 1000 d'ici 2015 et de réduire leur consommation énergétique de 90% d'ici 2020 (par rapport à 2010). Le projet METIS a pour objectif de définir les télécommunications de 2020 (5G) cherche des solutions efficaces minimisant les coûts, les ressources et la consommation énergétique. Le projet MiWEBA qui intègre les ondes millimétrique aux communications mobiles dans le but d'augmenter la capacité du réseau d'un facteur 1000 avec un coût raisonnable. Dans cette thèse, nous abordons deux solutions répondant aux challenges de la 5G et permettant de réduire les niveaux des puissances rayonnées par les systèmes de télécommunications : l'amélioration de la couche physique via les techniques de focalisation spatiale et l'adaptation de lien multi-technologies. L'objectif principal de la thèse est de réaliser des transmissions de données très haut débit à forte efficacité énergétique à l'aide d'une connectivité multi-technologies sans coutures y compris dans des réseaux comprenant une multitude de périphériques à faible complexité. L'organisation de la thèse est la suivante : tout d'abord, l'implémentation de techniques de focalisation spatiale, le Retournement Temporel (RT) et l'EGT (Equal Gain Transmission), dans un système utilisant les dernières évolutions du standard IEEE 802.11, notamment l'intégration d'une composante 60 GHz, est étudiée. Les performances de ces techniques sont analysées de manière à identifier les conditions optimales de leur utilisation et il est montré qu'avec un minimum de deux antennes de transmission, elles permettent d'améliorer les performances énergétiques des systèmes tout en ayant une faible complexité d'implémentation. Des modifications du standard permettant d'augmenter l'efficacité énergétique sont également proposées. Une analyse cross-layer est ensuite réalisée afin de définir protocoles d'estimation de canal tenant compte des spécificités du RT. De plus, les améliorations énergétiques liées à l'utilisation du RT sont confirmées en tenant compte des dégradations des performances de la couche de liaison. Enfin, une métrique d'occupation temporelle est définie et associée à des techniques d'adaptation de lien mono et multi-technologies existantes dans le but d'améliorer la sélection d'interfaces de transmission pour augmenter l'efficacité énergétique sans affecter les performances des systèmes utilisant un accès aléatoire au canal de communication. L'utilisation de cette métrique permet, dans certaines configurations, d'augmenter d'un facteur sept l'efficacité énergétique d'un système utilisant le Wi-Fi et, dans le cas multi-technologies, de répartir le trafic sur les différentes interfaces de transmission afin d'éviter la saturation des canaux de communication.

Abstract

Over the past few years, information and communications technologies have experienced a spectacular development. Traffic demand grows exponentially while energy efficiency of networks –usually defined as the ratio between delivered power and supplied power- only increases linearly. In order to supply the data traffic, it is necessary to duplicate networks equipments increasing energy costs for operators and carbon dioxide emissions. To face this dramatic situation, several projects and consortiums have been created and aim to increase networks energy efficiency. For instance, the GreenTouch™ consortium funded in 2010 aims to improve networks energy efficiency by a factor 1000 by 2015 and to reduce energy consumption of TICs by 90% by 2020 (compared with 2010 levels). METIS project aims to define 2020s communications (5G) search for efficient solutions with low costs, low resources use and low power consumption of systems. MiWEBA project brings millimeter-waves into the mobile radio word to extend the network capacity by 1000 at reasonable cost. In this thesis we study two solutions to answer 5G challenges and reduce radiated power levels of telecommunications systems: physical layer improvements through spatial focalization techniques and multi-technologies link adaptation. This thesis main goal is to achieve very high data transmission rates with high energy efficiency and seamless connectivity using multiple-interfaces technologies even in networks composed of a high number of low-complexity devices. The thesis is organized as follows: first, Time Reversal (TR) and Equal Gain Transmission (EGT) implementation is studied and applied to a system using the latest amendments of IEEE 802.11 standard, including 60 GHz transmissions. Performance of these techniques is analyzed in order to identify optimal conditions of use and it is shown that they only require a minimum of two transmit antennas to increase the energetic performance of systems while having a low implementation complexity. Standard modifications allowing an increase of energy efficiency are proposed. Then, a cross-layer analysis is performed to define channel estimation protocols taking TR specificities into account. Moreover, TR energetic benefits are validated considering its drawbacks at the link layer level. Finally, a time-availability metric is defined and associated to existing mono or multi-technologies adaptation techniques and aim to increase energy efficiency without degrading the performance of systems using random access to the communication channel. This metrics allows –in some configurations- to increase by a factor seven the energy efficiency of a system using Wi-Fi and, in a multi-technologies scenario, to allocate the data traffic to the several interfaces in order to avoid communication channels saturation.

Thèse

2014

Marc-Antoine BOUZIGUES



THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES
Spécialité : Électronique et Télécommunications

présentée par
Marc-Antoine Bouzigues
ECOLE DOCTORALE : MATISSE
LABORATOIRE : IETR

Techniques vertes d'optimisation et d'adaptation du lien radio sans-fil

Thèse soutenue le **22.10.2014**
devant le jury composé de :

Jean-François Diouris
Professeur, Polytech Nantes / Président du jury
Jean-Marie Gorce
Professeur, INSA de Lyon / Rapporteur
Michel Terré
Professeur, CNAM, Paris / Rapporteur
Patrice Pajusco
Docteur, Télécom Bretagne, Brest / Examinateur
Isabelle Siaud
Docteur, Orange Labs, Rennes / Co-encadrante
Anne-Marie Ulmer-Moll
Orange Labs, Rennes / Co-encadrante
Maryline Hélard
Professeur, INSA de Rennes / Directrice de thèse



N° d'ordre : 14ISAR 29 / D14-29
Institut National des Sciences Appliquées de Rennes
20, Avenue des Buttes de Coësmes • CS 70839 • F-35708 Rennes Cedex 7
Tel : 02 23 23 82 00 - Fax : 02 23 23 83 96

Redouter l'échec, c'est redouter le ridicule, il n'y a rien de plus mesquin. Aller de l'avant c'est justement ne pas craindre de devenir la risée de ses semblables.

Emil Michel Cioran

Remerciements

Tout d'abord, je souhaite remercier mes encadrantes d'Orange, Isabelle Siaud et Anne-Marie Ulmer-Moll ainsi que ma directrice de thèse, Maryline Hêlard, pour la qualité de l'encadrement et du soutien qu'elles m'ont apporté au cours de ces trois années, même dans les moments de découragement. Il ne m'aurait pas été possible de réaliser l'ensemble de ces travaux sans cet accompagnement.

Je remercie également les autres membres de mon jury : Jean-François Diouris, président du jury, Patrice Pajusco, examinateur et Jean-Marie Gorce et Michel Terré, rapporteurs. J'ai été très touché par leurs remarques, très positives, à mon égard.

Un grand merci à Jean-Christophe Rault, mon responsable grâce à qui j'ai pu réaliser l'ensemble de mes travaux dans les meilleures conditions possibles, et l'ensemble de mon équipe de rattachement, CREM, pour leur sympathie au quotidien.

Une partie du travail n'aurait pas pu être accomplie sans les nombreux échanges que j'ai pu avoir autour d'un café avec mes différents collègues de bureau, Pierre, Jean, Senad, Naila et Wissem, les autres thésards, Rediet, Tuan Anh et Imad... et l'« ancien » thésard Lin.

Merci également à tous ceux que j'ai croisé dans le cadre professionnel au cours de ces trois années et avec qui j'ai pu échanger sur mes travaux et ainsi trouver de nouvelles idées.

Je ne pourrais jamais remercier assez ma compagne, Lætitia, pour tout l'amour qu'elle m'a apporté pendant les moments difficiles et grâce à qui j'ai pu aller au bout de cet exercice périlleux.

Merci également à Benoît, mon colocataire pendant ces trois années et également jeune docteur, pour les petits conseils et le partage de la vie quotidienne d'un doctorant.

Le soutien de ma famille a également été un facteur déterminant dans la réussite de cette thèse. Merci à mes parents Odile et Jacques et à mes sœurs Anne et Claire ainsi qu'à mon parrain Benoît et son épouse Brigitte.

Merci à mes amis : Adeline A., Adeline J., Anne-Charlotte, Antoine, Charles, Clarisse, Guillaume, Jean, Jimmy, Justine, Loïc, Maëlle, Nadège, Noémie, Pablo, Thomas, Vincent et Virginie pour tous les moments de convivialité que nous avons partagé et qui m'ont permis de garder l'équilibre.

Merci également, et mes plus sincères excuses, à tous ceux que j'ai oubliés et qui ont participé de près ou de loin à la réussite de ces travaux.

Je ne peux pas terminer ces remerciements sans avoir une pensée très émue pour mon grand-père, Gaston, disparu au cours des premiers mois de la thèse, qui a toujours été mon plus grand soutien et un modèle de courage et de persévérance. Sa mémoire m'a inspirée et son souvenir ne m'a jamais quitté depuis son départ. J'espère qu'il aurait été fier de voir l'achèvement de cet ouvrage.

Résumé

Depuis plusieurs années, les technologies de l'information et de la communication connaissent un développement spectaculaire. Le trafic d'information augmente exponentiellement alors que l'évolution de l'efficacité énergétique des réseaux, définie généralement comme le rapport entre l'énergie utile en sortie du système et l'énergie totale fournie au système, n'augmente que de manière linéaire. Pour soutenir la demande de trafic, il est alors nécessaire de multiplier les équipements réseaux ce qui augmente la facture énergétique des opérateurs et les émissions de gaz carbonique. Devant l'urgence de la situation, de nombreux projets et consortiums ont été créés avec l'objectif de renforcer l'efficacité énergétique des réseaux. Par exemple, le consortium GreenTouch™ fondé en 2010 a pour objectif d'améliorer l'efficacité énergétique des réseaux d'un facteur 1000 d'ici 2015 et de réduire leur consommation énergétique de 90% d'ici 2020 (par rapport à 2010). Le projet METIS a pour objectif de définir les télécommunications de 2020 (5G) cherche des solutions efficaces minimisant les coûts, les ressources et la consommation énergétique. Le projet MiWEBA qui intègre les ondes millimétrique aux communications mobiles dans le but d'augmenter la capacité du réseau d'un facteur 1000 avec un coût raisonnable.

Dans cette thèse, nous abordons deux solutions répondant aux challenges de la 5G et permettant de réduire les niveaux des puissances rayonnées par les systèmes de télécommunications : l'amélioration de la couche physique via les techniques de focalisation spatiale et l'adaptation de lien multi-technologies. L'objectif principal de la thèse est de réaliser des transmissions de données très haut débit à forte efficacité énergétique à l'aide d'une connectivité multi-technologies sans coutures y compris dans des réseaux comprenant une multitude de périphériques à faible complexité.

L'organisation de la thèse est la suivante : tout d'abord, l'implémentation de techniques de focalisation spatiale, le Retournement Temporel (RT) et l'EGT (Equal Gain Transmission), dans un système utilisant les dernières évolutions du standard IEEE 802.11, notamment l'intégration d'une composante 60 GHz, est étudiée. Les performances de ces techniques sont analysées de manière à identifier les conditions optimales de leur utilisation et il est montré qu'avec un minimum de deux antennes de transmission, elles permettent d'améliorer les performances énergétiques des systèmes tout en ayant une faible complexité d'implémentation. Des modifications du standard permettant d'augmenter l'efficacité énergétique sont également proposées. Une analyse *cross-layer* est ensuite réalisée afin de définir protocoles d'estimation de canal tenant compte des spécificités du RT. De plus, les améliorations énergétiques liées à l'utilisation du RT sont confirmées en tenant compte des dégradations des performances de la couche de liaison. Enfin, une métrique d'occupation temporelle est définie et associée à des techniques d'adaptation de lien mono et multi-technologies existantes dans le but d'améliorer la sélection d'interfaces de transmission pour augmenter l'efficacité énergétique sans affecter les performances des systèmes utilisant un accès aléatoire au canal de communication. L'utilisation de cette métrique permet, dans certaines configurations, d'augmenter d'un facteur sept l'efficacité énergétique d'un système utilisant le Wi-Fi et, dans le cas multi-technologies, de répartir le trafic sur les différentes interfaces de transmission afin d'éviter la saturation des canaux de communication.

Abstract

Over the past few years, information and communications technologies have experienced a spectacular development. Traffic demand grows exponentially while energy efficiency of networks – usually defined as the ratio between delivered power and supplied power- only increases linearly. In order to supply the data traffic, it is necessary to duplicate networks equipments increasing energy costs for operators and carbon dioxide emissions. To face this dramatic situation, several projects and consortiums have been created and aim to increase networks energy efficiency. For instance, the GreenTouch™ consortium funded in 2010 aims to improve networks energy efficiency by a factor 1000 by 2015 and to reduce energy consumption of TICs by 90% by 2020 (compared with 2010 levels). METIS project aims to define 2020s communications (5G) search for efficient solutions with low costs, low resources use and low power consumption of systems. MiWEBA project brings millimeter-waves into the mobile radio word to extend the network capacity by 1000 at reasonable cost.

In this thesis we study two solutions to answer 5G challenges and reduce radiated power levels of telecommunications systems: physical layer improvements through spatial focalization techniques and multi-technologies link adaptation. This thesis main goal is to achieve very high data transmission rates with high energy efficiency and seamless connectivity using multiple-interfaces technologies even in networks composed of a high number of low-complexity devices.

The thesis is organized as follows: first, Time Reversal (TR) and Equal Gain Transmission (EGT) implementation is studied and applied to a system using the latest amendments of IEEE 802.11 standard, including 60 GHz transmissions. Performance of these techniques is analyzed in order to identify optimal conditions of use and it is shown that they only require a minimum of two transmit antennas to increase the energetic performance of systems while having a low implementation complexity. Standard modifications allowing an increase of energy efficiency are proposed. Then, a cross-layer analysis is performed to define channel estimation protocols taking TR specificities into account. Moreover, TR energetic benefits are validated considering its drawbacks at the link layer level. Finally, a time-availability metric is defined and associated to existing mono or multi-technologies adaptation techniques and aim to increase energy efficiency without degrading the performance of systems using random access to the communication channel. This metrics allows –in some configurations- to increase by a factor seven the energy efficiency of a system using Wi-Fi and, in a multi-technologies scenario, to allocate the data traffic to the several interfaces in order to avoid communication channels saturation.

Table des matières

Remerciements	vii
Résumé	ix
Abstract	x
Table des matières	xi
Liste des figures.....	xv
Liste des tableaux	xix
Acronymes	xxi
Notations	xxv
Introduction	1
Chapitre 1 : Le lien radio sans-fil	5
1.1 Le modèle OSI.....	5
1.2 Le canal radio sans-fil	7
1.2.1 Présentation	7
1.2.2 Pertes de propagation.....	9
1.2.3 L'effet multi-trajets.....	10
1.2.4 Bruit et interférences.....	11
1.3 La couche physique	12
1.3.1 Description générique.....	12
1.3.2 La modulation OFDM	13
1.3.3 Couche PHY OFDM.....	14
1.4 L'adaptation de lien	17
1.4.1 Principe.....	17
1.4.2 Définition d'un algorithme d'adaptation de lien.....	18
1.4.3 L'adaptation de lien dans le standard 802.11	19
1.5 Les communications multiutilisateurs	20
1.5.1 L'accès déterministe	20
1.5.2 L'accès aléatoire	21
1.6 Conclusion	23
Chapitre 2 : Les techniques vertes	25
2.1 L'efficacité énergétique	26
2.1.1 Pourquoi a-t-on besoin des techniques vertes ?	26
2.1.2 Quelle métrique pour les techniques vertes ?	27
2.1.3 Amélioration de l'efficacité énergétique	28
2.2 Panorama des techniques vertes	30
2.2.1 Composants	30
2.2.2 Couche physique.....	31
2.2.3 Couche de liaison.....	31
2.2.4 Couches supérieures	31
2.2.5 Bilan.....	32
2.2.6 Les techniques étudiées	32
2.3 Les cas d'usages verts.....	33
2.3.1 La coordination multipoints.....	34
2.3.2 Le transfert rapide de session	34
2.3.3 Les réseaux hétérogènes multi-RAT.....	35

2.4 Les techniques de focalisation	36
2.4.1 Description.....	36
2.4.2 Système MU-MISO	37
2.4.3 Le Retournement Temporel.....	38
2.4.4 L'Equal Gain Transmission	40
2.4.5 Bilan.....	41
2.5 L'adaptation de lien multi-RAT.....	41
2.5.1 Principe.....	41
2.5.2 La métrique de Bilan de Liaison Verte.....	43
2.6 Conclusion.....	45
Chapitre 3 : Implémentation et performances des techniques de focalisation	47
3.1 Implémentation des techniques de focalisation.....	47
3.1.1 Chaîne OFDM de référence.....	48
3.1.2 Chaîne avec précodage	49
3.1.3 Normalisation de la puissance	50
3.1.4 Modification de la puissance reçue.....	52
3.2 Résultats à 5 GHz	53
3.2.1 Canaux à 5 GHz.....	53
3.2.2 Résultats en SISO	55
3.2.3 Résultats en MISO.....	57
3.3 Résultats à 60 GHz	60
3.3.1 Canaux à 60 GHz.....	60
3.3.2 Résultats en SISO	62
3.3.3 Résultats en MISO.....	62
3.4 Conclusion.....	65
Chapitre 4 : Optimisations vertes de la couche physique	67
4.1 Choix du codage de canal.....	67
4.1.1 Extension des modes DMG à l'aide des modes VHT	67
4.1.2 Comparaison des performances	69
4.2 Génération des MCS	72
4.2.1 Sélection intelligente des MCS.....	72
4.2.2 Comparaison des performances	72
4.3 Ajout des techniques multi-antennes	73
4.3.1 Comparaison des codes correcteurs.....	73
4.3.2 Nouveau MCS	75
4.4 Conclusion.....	76
Chapitre 5 : Application du retournement temporel au niveau du lien radio.....	77
5.1 Fréquence de l'estimation de canal.....	77
5.1.1 Evolution du canal équivalent	78
5.1.2 Impact sur le gain de canal	79
5.1.3 Impact sur les performances en taux d'erreurs	80
5.1.4 Les différents canaux estimés	81
5.2 Protocoles d'estimation de canal	82
5.2.1 Estimation implicite ou explicite	82
5.2.2 Impact de la méthode d'accès.....	83
5.2.3 Estimation immédiate, retardée ou non sollicitée.....	84
5.3 Efficacité énergétique du lien radio	85
5.3.1 Définitions et hypothèses.....	86
5.3.2 Optimisation de l'efficacité énergétique.....	87
5.4 Conclusion.....	89

Chapitre 6 : Gestion verte de l'adaptation du lien radio sans-fil.....	91
6.1 L'adaptation de lien verte.....	92
6.1.1 Facteurs influençant l'efficacité énergétique.....	92
6.1.2 Prise en compte de la méthode d'accès	92
6.1.3 L'adaptation de lien avec la métrique BLV.....	93
6.2 La métrique d'occupation temporelle.....	93
6.2.1 Définition.....	93
6.2.2 Cas particulier de l'accès aléatoire	94
6.2.3 Exemple d'estimation en CSMA	96
6.2.4 Méthode d'estimation du trafic en Wi-Fi	99
6.3 Mécanisme de sélection verte.....	102
6.3.1 Fonctionnement autonome.....	102
6.3.2 Fonctionnement combiné.....	103
6.4 Présentation du simulateur.....	105
6.4.1 Maximisation de l'efficacité spectrale.....	107
6.4.2 Algorithme BLV.....	107
6.4.3 Algorithme MiSER.....	108
6.4.4 Algorithme BLV et présélection γ	110
6.4.5 Algorithme MiSER et présélection γ	110
6.5 Simulations.....	110
6.5.1 Trafic faible en mono-technologie.....	111
6.5.2 Trafic fort en mono-technologie.....	115
6.5.3 Trafic fort en multi-technologies	120
6.6 Conclusion.....	123
Conclusion et perspectives	124
Annexes	127
A. Exemple des opérations effectuées par la couche PHY.....	128
B. Principe du SVD.....	129
Bibliographie.....	131
Publications.....	135

Liste des figures

Figure 1-1 : Principe de l'encapsulation.....	6
Figure 1-2 : Fonctionnalités des couches du modèle OSI (adapté de [1]).....	6
Figure 1-3 : Découpage de la bande radioélectrique	7
Figure 1-4 : Terminologie des réseaux	8
Figure 1-5 : Ellipsoïde de Fresnel	9
Figure 1-6 : Canal multi-trajets	10
Figure 1-7 : Réponse Impulsionnelle du modèle de canal TGn F	10
Figure 1-8 : Fonction de transfert du modèle de canal TGn F	11
Figure 1-9 : Subdivision de la bande de transmission.....	13
Figure 1-10 : Orthogonalité des porteuses OFDM	14
Figure 1-11 : Modulateur / Démodulateur OFDM du standard IEEE 802.11 [4]	15
Figure 1-12 : Symbole OFDM de 20 MHz en réception.....	16
Figure 1-13 : Optimisation de l'efficacité spectrale (maximisation du débit).....	18
Figure 1-14 : Etapes de l'adaptation de lien dans le standard 802.11	19
Figure 1-15 : Fonctionnement standard de l'adaptation de lien rapide	19
Figure 1-16 : Comparaison entre TDMA, FDMA et CDMA.....	20
Figure 1-17: Trafic sortant S en fonction du trafic entrant G pour différentes méthodes d'accès aléatoire (les valeurs sont normalisées en pourcentage de la disponibilité du lien)	22
Figure 2-1 : Le fossé énergétique (Copyright © 2013 Alcatel-Lucent [17]).....	26
Figure 2-2 : Différence entre capacité, débit utile instantané et débit utile moyen au niveau du lien...	28
Figure 2-3 : Influence de W pour $P_t = 20 \text{ dBm}$	29
Figure 2-4 : Influence de P_t pour $W = 80 \text{ MHz}$	29
Figure 2-5 : CoMP.....	34
Figure 2-6 : Etapes du FST.....	35
Figure 2-7 : Cibler et adresser une station grâce au FST.....	35
Figure 2-8 : Multi-RAT HetNet	36
Figure 2-9 : Formation de faisceaux par déphasage des antennes.....	36
Figure 2-10 : Système MU-MISO (2,2,2)	38
Figure 2-11 : Les deux étapes du retournement temporel	39
Figure 2-12 : Système multi-RAT	42

Figure 2-13 : Couche Inter-MAC (adapté de [47]).....	42
Figure 2-14 : Bilan de liaison	43
Figure 2-15 : Calcul de la sous-métrique α	44
Figure 2-16 : Calcul de la sous-métrique β	45
Figure 3-1 : Système OFDM de référence	48
Figure 3-2 : Ajout du précodage MISO au système de référence	49
Figure 3-3 : Comparaison des puissances en entrée et sortie du canal CEPD 71	50
Figure 3-4 : Comparaison des puissances en entrée et sortie du canal CEPD 71 avec RT	51
Figure 3-5 : Comparaison des puissances en entrée et sortie du canal CEPD 71 avec RT et normalisation	52
Figure 3-6 : Différence de puissance des canaux SISO TGac dans le cas RT	53
Figure 3-7 : Retards et gains moyens des trajets des clusters des canaux B, C et E	54
Figure 3-8 : Performances en TEB des différents systèmes pour différentes tailles de bande de transmission, MCS 1, Canal D.	55
Figure 3-9 : Performances en TEB des cas REF et RT pour différents canaux, MCS 1, bande de transmission de 80 MHz.....	56
Figure 3-10 : Performances en TEB des cas REF et RT pour différents canaux, MCS 1, bande de transmission de 80 MHz.....	56
Figure 3-11 : Performances en TEB des différents systèmes pour les MCS 1, 2 et 3, Canal D, bande de transmission de 80 MHz.	57
Figure 3-12 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 2 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz	57
Figure 3-13 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 4 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz	58
Figure 3-14 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 2 antennes de transmission, MCS 1, 2 et 3, Canal D, bande de transmission de 80 MHz	58
Figure 3-15 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 4 antennes de transmission, MCS 1, 2 et 3, Canal D, bande de transmission de 80 MHz	59
Figure 3-16 : Performances en TEB du systèmes RT pour 1, 2, 4 et 8 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz avec normalisation en réception.....	59
Figure 3-17 : Evolution de la différence de puissance en fonction du nombre d'antennes de transmission.....	59
Figure 3-18 : Performances en TEB du systèmes RT pour 1, 2, 4 et 8 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz avec normalisation à l'émission.....	60
Figure 3-19 : Gains des canaux SISO CEPD dans le cas RT	61
Figure 3-20 : Retards et gains moyens des trajets des clusters des canaux B, C et E	61
Figure 3-21 : Performances en TEB du MCS 15 des différents systèmes sur les canaux 71, 75 et 76.	62
Figure 3-22 : Performances en TEB du MCS 15 des techniques STBC, EGT et RT dans les cas LOS et NLOS, SNR normalisé en réception.	63

Figure 3-23 : Performances en TEB du MCS 15 des techniques STBC, EGT et RT dans les cas LOS et NLOS, SNR normalisé à l'émission.....	63
Figure 3-24 : Performances en TEB des MCS 15, 17 et 18 des différents systèmes dans le cas LOS, SNR normalisé à l'émission.	64
Figure 3-25 : Performances en TEB des MCS 15, 17 et 18 des différents systèmes dans le cas NLOS, SNR normalisé à l'émission.	64
Figure 4-1 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec LDPC dans le cas LOS	69
Figure 4-2 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec LDPC dans le cas NLOS	70
Figure 4-3 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec BCC dans le cas LOS	70
Figure 4-4 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec BCC dans le cas NLOS	70
Figure 4-5 : Performances en TEB des différents codes pour les MCS 15, 17, 18 et 20 dans le cas LOS	71
Figure 4-6 : Performances en TEB des différents codes pour les MCS 15, 17, 18 et 20 dans le cas NLOS	71
Figure 4-7 : Performances en TEB des codes BCC pour les MCS 20 et 20' dans les cas LOS et NLOS	72
Figure 4-8 : Performances en TEB des codes LDPC pour les MCS 20 et 20' dans les cas LOS et NLOS	73
Figure 4-9 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en LOS avec codage BCC.....	73
Figure 4-10 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en LOS avec codage LDPC.....	74
Figure 4-11 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en NLOS avec codage BCC.....	74
Figure 4-12 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en NLOS avec codage LDPC.....	74
Figure 4-13 : Performances comparées des différents codes correcteurs pour les MCS 15, 17 et 18 en LOS.	75
Figure 4-14 : Performances comparées des différents codes correcteurs pour les MCS 15, 17 et 18 en LOS.	75
Figure 4-15 : Performances comparées des différents codes correcteurs pour les MCS 15, 17 et 18 en LOS.	76
Figure 5-1 : Evolution de la CTF du canal RT équivalent du canal B en fonction de Δt , $W = 80 \text{ MHz}$	79
Figure 5-2 : Evolution de la CTF du canal RT équivalent du canal B en fonction de Δt , $W = 80 \text{ MHz}$	80
Figure 5-3 : Dégradation des performances du RT en TEB en fonction de la fréquence d'estimation, MISO(2,1,1), Canal E, $W = 80 \text{ MHz}$	80
Figure 5-4 : Répartition des différentes estimation dans un système RT-MISO (2,1,1).	81
Figure 5-5 : Erreurs d'estimation dynamique et statique en RT.....	81
Figure 5-6 : Erreurs d'estimation dans le cas de référence.....	82
Figure 5-7 : Estimation implicite du canal de propagation	82
Figure 5-8 : Estimation explicite du canal de propagation	82

Figure 5-9 : Estimation implicite dans un système de 2 utilisateurs, accès déterministe.....	84
Figure 5-10 : Estimation explicite dans un système de 2 utilisateurs, accès déterministe.	84
Figure 5-11 : Estimation explicite dans un système de 2 utilisateurs, accès aléatoire.	85
Figure 5-12 : Estimation implicite dans un système de 2 utilisateurs, accès aléatoire.....	85
Figure 5-13 : Terminologie utilisée pour définir l'efficacité énergétique dynamique au niveau du lien radio.....	86
Figure 5-14 : Comparaison des performances du RT en TEB au niveau du lien pour différentes fréquences d'estimation, MISO(2,1,1), Canal E, $W = 80 \text{ MHz}$	88
Figure 5-15 : Comparaison des performances du RT en TEB au niveau du lien pour différents MCS, MISO(2,1,1), Canal E, $W = 80 \text{ MHz}$	89
Figure 6-1 : Transmissions de trames sur le lien radio.....	94
Figure 6-2 : Approximation du trafic sortant des méthodes CSMA.....	97
Figure 6-3 : Figure 20-1 de [4] – format des PPDUs	99
Figure 6-4 : Table 20-35 de [4] – paramètres des MCS pour 40 MHz, NSS = 2, NES = 1, EQM	100
Figure 6-5 : Synoptique d'estimation du temps d'accès.....	101
Figure 6-6 : Fonctionnement autonome de γ	102
Figure 6-7 : Fonctionnement combiné de γ	103
Figure 6-8 : Synoptique de fonctionnement d'un système à accès aléatoire utilisant une méthode d'adaptation de lien combinée à une présélection de modes basée sur la métrique d'occupation temporelle.....	104
Figure 6-9 : Paramètres α et β des modes de transmission de l'interface Wi-Fi.	107
Figure 6-10 : Paramètres α et β des modes de transmission de l'interface ECMA 368.	108
Figure 6-11 : Synoptique de fonctionnement de la métrique γ combinée à la métrique BLV	110
Figure 6-12 : Synoptique de fonctionnement de la métrique γ combinée à l'algorithme MiSER	110

Liste des tableaux

Tableau 1-1: Schémas de codage et de modulation (MCS).....	15
Tableau 1-2: Paramètres OFDM	16
Tableau 1-3: Débits possibles pour les modes VHT et DMG	17
Tableau 2-1: Bilan des techniques vertes présentées et correspondance avec les solutions de la partie 2.1.3.....	32
Tableau 2-2: Performance comparée de systèmes MISO à base de RT et d'EGT sur canaux de Rayleigh [39].....	41
Tableau 3-1: Caractéristiques des canaux TGac.....	53
Tableau 3-2: Caractéristiques des canaux CEPD	60
Tableau 3-3: Différences de puissance en MISO à 60 GHz.....	62
Tableau 4-1: Ensemble des MCS réalisables par les modes DMG et VHT	68
Tableau 4-2: Dimensionnement de la matrice d'entrelacement	69
Tableau 6-1: Modes de transmission disponibles.....	106

Acronymes

A	ACK	A CKnowledgment
	AMRR	Adaptive M ulti- R ate R etry
	AP	Access P oint
	AWGN	Additive W hite G aussian N oise
B	BCC	B inary C onvolutional C ode
	BER	B inary E rror R ate
	BLV	B ilan de L iaison V erte
	BPSK	B inary P hase S hift K eying
	BS	B ase S tation
C	CA	C ollision A voidance
	CD	C ollision D etection
	CDMA	C ode D ivision M ultiple A ccess
	CEPD	C anal E nregistré de P ropagation D éterministe
	CIR	C hannel I mpulse R esponse
	CoMP	C oordinated M ulti P oint
	CP	C yclic P refix
	CQI	C hannel Q uality I ndicator
	CS/CB	C oordinated S cheduling/ C oordinated S cheduling
	CSI	C hannel S tate I nformation
	CSMA	C arrier S ense M ultiple A ccess
	CTF	C hannel T ransfer F unction
	CTI	C ross- T alk I nterference
	CTS	C lear- T o- S end
D	DFT	D igital F ourier T ransform
	DL	D own L ink
	DMG	D irectional M ulti- G igabit
E	EARTH	E nergy A ware R adio and n e T work technologies
	ECMA	E uropean C omputer M anufacturers A ssociation
	EGT	E qual G ain T ransmission
	EHF	E xtrêmement H autes F réquences
	EIRP	E quivalent I sotropic R adiated P ower

F	FDD	F requency D ivision D uplex
	FDMA	F requency D ivision M ultiple A ccess
	FFT	F ast F ourier T ransform
	FST	F ast S ession T ransfer
G	GI	G uard I nterval
	GROWN	G Reen O ptimized W ireless N etworks
	GSM	G lobal S ystem for M obile C ommunications
H	HetNet	H eterogenous N etwork
	HT	H igh T hroughput
I	ICI	I nterCarrier I nterference
	ICT	I nformation and C ommunication T echnology
	IDFT	I nverse D FT
	IEEE	I nstitute of E lectrical and E lectronics E ngineers
	IETR	I nstitut d' E lectronique et de T élécommunications de R ennes
	IFFT	I nverse F FT
	INSA	I nstitut N ational des S ciences A ppiquées
	Inter-MAC	I nterworking of M AC technologies
	ISI	I nterSymbol I nterference
L	LDPC	L ow- D ensity P arity- C heck
	LLC	L ogical L ink C ontrol
	LLT	L ink L oss T imeout
	LOS	L ine O f S ight
	LQI	L ink Q uality I ndicator
	LTE	L ong T erm E volution
	LTE-A	L TE- A dvanced
	LTF	L ong T raining F ield
M	MAC	M edium A ccess C ontrol
	MCS	M odulation and C oding S cheme
	METIS	M obile and wireless communications E nablers for the T wenty- t wenty I nformation S ociety
	MIMO	M ultiple- I nter M ultiple- O utput
	MISO	M ultiple- I nter S ingle- O utput
	MiWEBA	M illimeter- W ave E volution for B ackhaul and A ccess
	MRT	M aximum R atio T ransmission
	MU-MIMO	M ulti- U sers M IMO
	MU-MISO	M ulti- U sers M ISO
N	NLOS	N on- L OS

	NDP	Null D ata P acket
	NDPA	NDP Announcement
O	OFDM	O rthogonal F requency D ivision M ultiplex
	OLOS	O bstructed L OS
	OMEGA	h OME Gigabit Access
	OSI	O pen S ystem I nterconnection
P	P/S	P arallel to S erial
	PAPR	P eak-to- A verage P ower R atio
	PER	P acket E rror R ate
	PHY	P HYsical layer
	PPDU	P HY P rotocol D ata U nit
	PSDU	P HY S ervice D ata U nit
Q	QAM	Q uadrature A mplitude M odulation
	QoS	Q uality of S ervice
	QPSK	Q uadrature P hase S hift K eying
R	RAT	R adio A ccess T echnology
	REF	REF érence
	RRE	R emote R adio E quipment
	RSSI	R eceived S ignal S trength I nformation
	RT	R etournement T emporel
	RTS	R equest- T o- S end
	Rx	R eceiver
S	S/P	S erial to P arallel
	SC	S uppressed C arrier
	SDMA	S patial D ivision M ultiple A ccess
	SHF	S uper H autes F réquences
	SIFS	S hort I nter- F rame S pace
	SIG	S IGnal
	SINR	S ignal-to- I nterference-plus- N oise R atio
	SISO	S ingle- I nter S ingle- O utput
	SNR	S ignal-to- N oise R atio
	SQPSK	S pread Q PSK
	STA	S T A tion
	STBC	S pace- T ime B lock- C odes
	STF	S hort T raining F ield
	SVD	S ingular V alue D ecomposition
T	TDD	T ime D ivision D uplex

	TDMA	T ime D ivision M ultiple A ccess
	TEB	T aux d'Erreur B inaire
	TIC	T echnologie de l' I nformation et de la C ommunication
	TR	T ime R eversal
	TRA	T R Announcement
	TRIMARAN	T R MIMO OFDM green communic A tions based on mic R o-structured A Ntenna Arrays
	Tx	T ransmitter
U	UE	U ser E quipment
	UHF	U ltra H autes F réquences
	UIT	U nion I nternationale des T élécommunications
	UL	U p L ink
	UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem
V	VHT	V ery H igh T hroughput
W	Wi-Fi	W ireless F idelity
	WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork
Z	ZF	Z ero F orcing

Notations

Nomenclature

x	Scalaire
x_{dB}	Scalaire exprimé en dB
x_{dBm}	Scalaire exprimé en dBm
X	Matrice
X^H	Matrice hermitienne de X
$x(t)$	Signal temporel à temps continu
$x^*(t)$	Conjugué du signal $x(t)$
$X(f)$	Transformée de Fourier du signal $x(t)$
$TF_a[\cdot]$	Transformée de Fourier sur la variable a
$R_x(t)$	Autocorrélation du signal $x(t)$
$\Gamma_{xy}(t)$	Corrélation croisée des signaux $x(t)$ et $y(t)$
\otimes	Opérateur de convolution
$ \cdot $	Module
$\angle \cdot$	Phase
$\hat{\cdot}$	Estimation
$Var\{ \cdot \}$	Variance
$E\{ \cdot \}$	Espérance
δ	Impulsion de Dirac
σ	Ecart-type d'une variable aléatoire
σ^2	Variance d'une variable aléatoire

Notations utilisées

t	Variable temporelle
D_S	Débit des symboles de données
D_{moy}	Débit moyen
EE_{dyn}	Efficacité énergétique dynamique
EE_{lien}	Efficacité énergétique de lien
EE_{res}	Efficacité énergétique réseau
EE_{stat}	Efficacité énergétique statique
E_{bu}	Energie par bit utile
E_{req}	Energie requise
G_r	Gain de l'antenne de réception
G_t	Gain de l'antenne de transmission
$H_{eq}(t, f)$	Fonction de transfert du canal équivalent
J_{nm}^p	Efficacité énergétique provisoire d'une trame envoyée avec le mode de transmission m de l'interface de transmission n
N_{BPSC}	Nombre de bits par sous-porteuse
N_{COL}	Nombre de colonnes de la matrice d'entrelacement
N_{DBPC}	Nombre de bits utiles par sous-porteuse
N_{DFT}	Taille de la Transformée de Fourier Numérique
N_{OFDM}	Nombre de symboles OFDM
N_{PN}	Nombre de porteuses nulles

N_{ROW}	Nombre de lignes de la matrice d'entrelacement
N_{SD}	Nombre de porteuses de données
N_{SP}	Nombre de sous-porteuses pilotes
$N_{paquets}$	Nombre de paquets
N_r	Nombre d'antennes de réception
N_{ss}	Nombre de flux spatiaux
N_t	Nombre d'antennes de transmission
N_0	Densité spectrale monolatérale de bruit
$P_{t_{moy}}$	Puissance de transmission moyenne
P_{BS}	Puissance consommée par les stations de base
P_S	Probabilité de succès du transfert des paquets
P_b	Puissance du bruit
P_c	Puissance consommée
P_f	Puissance fournie à l'équipement
P_i	Puissance de l'interférence
P_r	Puissance reçue
P_s	Puissance du signal
P_t	Puissance transmise
T_{DFT}	Durée de la Transformée de Fourier Numérique
T_{Data}	Durée du champ de données
T_{GI}	Durée de l'intervalle de garde
T_{Head}	Durée de l'entête de la trame de données
T_S	Durée d'un symbole
T_{Snd}	Durée de la trame de sondage de canal
T_{Tail}	Durée de la queue de la trame de données
T_c	Temps de cohérence
T_t	Temps de transmission utile
T_{tot}	Durée totale de transmission
\bar{X}	Durée moyenne des paquets
X_{PSDU}	Durée de transmission de la trame de données
$a_{n,k}$	Coefficient de normalisation du bloc OFDM n émis sur l'antenne k
a_n	Affaiblissement du trajet n
d_{BS}	Densité des stations de base
d_{trafic}	Densité du trafic
f_c	Fréquence porteuse
f_k	Fréquence porteuse de la sous-bande k
$h_{eq}(t, \tau)$	Réponse impulsionnelle du canal équivalent
h_{ji}	Canal entre l'antenne i de l'émetteur et l'antenne j du récepteur
$h_{n,m,k}$	Coefficient de canal de la porteuse m du bloc OFDM émis sur l'antenne k
p_{ik}	Coefficient de précodage du flux spatial k émis sur l'antenne i de l'émetteur
$p_{n,m,k}$	Coefficient de précodage de la porteuse m du bloc OFDM n émis sur l'antenne k
s_k	Flux spatial k
t_{acc}	Temps estimé d'accès au canal
t_n	Durée entre l'arrivée du paquet n et du paquet $n + 1$
t_{tra}	Temps estimé de transmission de la trame de données
$x_{n,m}$	Symbole émis affecté à la porteuse m du bloc OFDM n
y_j	Signal reçu par l'antenne j du récepteur
$y_{n,m}$	Symbole reçu affecté à la porteuse m du bloc OFDM n
z_j	Bruit perçu par l'antenne j du récepteur
$z_{n,m}$	Bruit perçu sur la porteuse m du bloc OFDM n

τ_d	Temps de détection du système
τ_{max}	Instant d'arrivée du dernier trajet reçu par le système
τ_n	Retard du trajet n
H	Matrice de canal MIMO
P	Matrice de précodage de canal
S	Vecteur des flux spatiaux
X	Vecteur des signaux transmis
Z	Vecteur de bruit
C	Capacité du lien
$CH_BANDWIDTH$	Taille de la bande de transmission
D	Débit instantané
$Data$	Quantité d'information à transmettre
Dop_s	Etalement Doppler
$EIRP_{max}$	Puissance isotropique rayonnée équivalente maximum
G	Trafic entrant dans le système
GI_TYPE	Type de l'intervalle de garde (court ou long)
$H(t, f)$	Fonction de transfert du canal
L	Pertes dues aux obstacles
$L_Datarate$	Débit instantané d'une trame non-HT
L_LENGTH	Taille en bits d'une trame non-HT
$LENGTH$	Taille en bits d'une trame HT
MCS	Index du MCS utilisé pour transmettre une trame HT
PL	Pertes de propagation
R	Rendement du code correcteur
S	Trafic sortant du système
$SINR$	Rapport signal-sur-interférence-plus-bruit
SNR_r	Rapport signal-sur-bruit du signal reçu
SNR_t	Rapport signal-sur-bruit du signal transmis
SNR	Rapport signal-sur-bruit
Seq	Séquence d'estimation de canal
Sh	Effet de masque
Sh	Effets de masque
T	Durée de mesure
W	Taille de la bande de transmission
Y	Vecteur des signaux reçus
a	Rapport entre le temps de détection et la durée moyenne des paquets
d	Distance entre l'émetteur et le récepteur
f	Variable fréquentielle
$h(t, \tau)$	Réponse impulsionnelle du canal
m	Nombre de bits par symbole de données
n	Coefficient d'atténuation du canal
v	Vitesse de l'utilisateur
$x(t)$	Signal émis par le système
$y(t)$	Signal reçu par le système
$z(t)$	Bruit blanc additif Gaussien
Δf	Ecart inter-porteuses
Δt	Ecart temporel
γ	Métrique d'occupation temporelle
η	Efficacité énergétique
λ	Fréquence d'arrivée des paquets dans le système
μ	Efficacité spectrale
τ	Variable des retards

Introduction

Contexte et motivation

Depuis plusieurs années, les Technologies de l'Information et de la Communication (TICs) connaissent un développement spectaculaire (une croissance évaluée à environ 14%). Plus d'un foyer sur trois dans le monde est raccordé à Internet grâce aux téléphones intelligents, tablettes et ordinateurs portables. A cette multiplicité des terminaux utilisateurs connectés s'ajoutent deux nouvelles tendances : l'internet des objets et le *Big Data*.

L'internet des objets consiste à améliorer les fonctionnalités d'un objet (électroménager, textile, ...) en le connectant à un internet. Ainsi, les échanges sur les réseaux ne sont plus uniquement dominés par des échanges entre les individus mais hébergent de plus en plus d'échanges homme-objet et objet-objet. Tous ces échanges génèrent une quantité énorme d'information que l'on cherche à gérer et exploiter, c'est le *Big Data*.

L'explosion du nombre de périphériques connectés et la masse de données transportées par le réseau entraînent l'augmentation exponentielle de la demande de trafic d'information. Cependant, l'évolution de l'efficacité énergétique des réseaux, définie généralement comme le ratio entre l'énergie utile en sortie du système et l'énergie totale fournie au système, n'augmente que de manière linéaire créant un fossé énergétique qu'il devient urgent de combler. Pour soutenir la demande de trafic, il est nécessaire de multiplier les équipements réseaux ce qui augmente la facture énergétique des opérateurs et fait baisser leur rentabilité. De plus, l'accroissement drastique de la consommation énergétique liée à l'utilisation des TICs affirme la participation de ces technologies à l'augmentation des émissions de gaz carbonique et au réchauffement climatique.

Devant l'urgence de la situation, de nombreux projets et consortiums ont été créés avec l'objectif de renforcer l'efficacité énergétique des réseaux pour soutenir la demande croissante de trafic sans augmenter la facture énergétique et environnementale des TICs. Par exemple, le consortium GreenTouch™ (<http://www.greentouch.org/>) fondé en 2010 a pour objectif d'améliorer l'efficacité énergétique des réseaux d'un facteur 1000 d'ici 2015 et de réduire leur consommation énergétique de 90% d'ici 2020 (par rapport à 2010). Le projet METIS (<https://www.metis2020.com/>), dont l'objectif est de définir les télécommunications de 2020 (5G), cherche aussi des solutions efficaces minimisant les coûts, les ressources et la consommation énergétique des systèmes. Le projet MiWEBA (<http://www.miweba.eu/>) qui intègre les technologies utilisant les ondes millimétriques dans le monde de communications mobiles dans le but d'augmenter la capacité des systèmes d'un facteur 1000 avec un coût raisonnable.

Les techniques de focalisation spatiale, étudiées par le projet TRIMARAN de l'agence nationale de la recherche française, permettent de contrôler le rayonnement des ondes électromagnétiques servant de support à la transmission de données et évitent ainsi les pertes d'énergies dues à un rayonnement dans une direction non-désirée. Elles favorisent la réduction des interférences et la sécurisation des données. Les techniques de traitement du signal numérique comme le Retournement Temporel (RT) et l'*Equal Gain Transmission* (EGT) réalisent une focalisation spatiale avec une faible complexité d'implémentation et d'excellentes performances pour les systèmes composés d'un point d'accès disposant de plusieurs antennes de transmission et d'une multitude de récepteurs disposant d'une seule antenne de réception, et sont donc idéales pour l'internet des objets.

L'adaptation de lien multi-technologies tire profit de la multiplicité des interfaces de transmission (Wi-Fi, Bluetooth, LTE...) au sein des dispositifs de transmission tels que les points d'accès ou les téléphones intelligents en utilisant un critère de sélection énergétique, cette technique permet de

réduire la consommation des réseaux par sélection de l'interface la plus efficace énergétiquement et de mieux gérer le spectre pour limiter l'interférence.

Opérateur écoresponsable, le groupe Orange est membre du consortium GreenTouch™ et partenaire des projets METIS, MiWEBA et TRIMARAN.

Buts de la thèse

Dans cette thèse, nous abordons deux solutions répondant aux challenges de la 5G et permettant de réduire les niveaux des puissances rayonnées par les systèmes de télécommunications : l'amélioration de la couche physique via les techniques de focalisation spatiale que sont le RT et l'EGT, et l'adaptation de lien multi-technologies. Ces techniques sont étudiées afin d'en déterminer les gains énergétiques et les conditions optimales d'utilisation puis appliquées aux dernières évolutions du très populaire standard Wi-Fi (les amendements 802.11ac et 802.11ad opérant respectivement dans les bandes 5Ghz et 60 Ghz) ce qui permet à la fois d'évaluer l'impact énergétique de ces techniques et de proposer une évolution du standard afin de mieux intégrer ces techniques.

Le critère énergétique étudié dans cette thèse est le rapport entre la quantité d'information correctement transmise suivant la QoS du service transmis et la quantité d'énergie rayonnée nécessaire pour transmettre cette information au récepteur. La consommation électrique des composants électroniques des dispositifs de télécommunications n'est pas étudiée directement. Cependant, la complexité des techniques étudiées est contrôlée de manière à limiter au maximum leur impact sur la consommation matérielle des dispositifs de télécommunications.

L'objectif principal de la thèse est de réaliser des transmissions de données très haut débit (plusieurs Gigabits par seconde) à forte efficacité énergétique à l'aide d'une connectivité multi-technologies sans coutures (l'utilisateur ne perçoit pas les changements d'interface de transmission) y compris dans des réseaux comprenant une multitude de périphériques à faible complexité. Les techniques à focalisation spatiale (RT et EGT) permettent de limiter l'interférence entre utilisateurs et d'augmenter la qualité du signal perçu par la cible et l'amélioration des techniques d'adaptation de lien multi-technologies permettent d'optimiser l'utilisation des différentes interfaces de communication disponibles. De plus, dans le cadre des objectifs du projet MiWEBA, les communications utilisant les ondes millimétriques sont étudiées.

Organisation de la thèse

Le premier chapitre expose les principaux mécanismes des réseaux de télécommunications, et plus particulièrement des modules responsables de l'optimisation et de l'adaptation des transmissions de données sur le canal de communication. Il décrit le lien radio sans-fil ainsi que les mécanismes d'adaptation de lien et les communications multiutilisateurs.

Le second chapitre est consacré aux techniques vertes. Tout d'abord, il définit l'efficacité énergétique ainsi que les degrés de liberté permettant son optimisation. Puis, un panorama des principales techniques vertes est dressé. Des scénarios verts permettant de mettre ces techniques en application sont présentés : la coopération multi-points, le transfert rapide de session et les réseaux hétérogènes multi-technologies. Enfin, le principe de l'adaptation de lien multi-technologies appliquée aux communications vertes est décrit.

Le troisième chapitre étudie l'application des techniques de focalisation RT et EGT aux dernières évolutions du standard Wi-Fi, les amendements IEEE 802.11ac et IEEE 802.11ad. Les performances de ces techniques sont analysées à l'aide de différents modèles de canaux de propagation.

Le quatrième chapitre présente une analyse des éléments de la couche physique des dispositifs de télécommunication menant à des propositions de modifications permettant d'améliorer l'efficacité énergétique. Les performances de ces modifications sont évaluées, ainsi que leur association avec les techniques à focalisation spatiale.

Le cinquième chapitre analyse l'impact de l'application de la technique de retournement temporel au niveau de la couche de liaison, notamment celle du standard IEEE 802.11. En effet, pour appliquer

cette technique, il est nécessaire de connaître, en temps réel, l'état du canal de propagation au niveau de l'émetteur. A cause des variations temporelles du canal, il faut définir un protocole d'estimation de canal pour le RT au niveau de la couche de liaison. Ce chapitre s'intéresse d'abord à l'impact de l'estimation du canal sur les performances du retournement temporel et à la définition, au niveau de la couche de liaison, de protocoles d'estimation du canal tenant compte des propriétés du système et du canal de propagation. Après quoi, les performances énergétiques *cross-layer* du retournement temporel sont évaluées.

Le sixième chapitre étudie l'adaptation de lien multi-technologies appliquée aux communications vertes. Une métrique d'occupation temporelle est proposée et permet de tenir compte du trafic sur le lien radio des systèmes utilisant un accès aléatoire au canal de communication pour garantir une qualité de service donnée tout en maximisant l'efficacité énergétique du système. Plusieurs mécanismes d'adaptation de lien utilisant cette métrique, combinée à des mécanismes d'adaptation existants, sont décrits et leurs performances sont évaluées dans divers scénarios.

Enfin, une conclusion générale est donnée ainsi que des perspectives sur de futurs travaux. En effet, cette thèse aborde principalement deux solutions permettant de réduire les puissances rayonnées par les dispositifs de télécommunications mais les études menées ouvrent également de nombreuses pistes de recherche n'ayant pas pu être explorées au cours de ces trois années comme l'utilisation des techniques de focalisation MRT (*Maximum Ratio Transmission*) et SVD (*Singular Value Decomposition*) et du massive MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*).

Principales contributions et publications

Les principaux apports de cette thèse au niveau de la couche physique sont l'application du RT et de l'EGT dans divers scénarios verts et l'implémentation de ces techniques dans des systèmes conformes aux dernières évolutions du standard IEEE 802.11. L'évaluation des performances en utilisant des modèles de canaux théoriques mais également des canaux enregistrés et l'impact du codage correcteur sur les performances de ces techniques. Ces aspects ont été à l'origine de deux articles de conférences internationales [WWRF] et [GreenCom], d'un article de revue internationale [VTM], d'une présentation au GdR-ISIS [ISIS] et d'une participation à plusieurs contributions de Orange au consortium GreenTouch™ [GT1], [GT2] et [GT3].

Les modifications du standard IEEE 802.11 permettant d'améliorer l'efficacité énergétique sous certaines conditions de propagation ont fait l'objet d'un article de conférence internationale [PRIME].

L'analyse cross-layer permettant d'évaluer la performance énergétique du RT en tenant compte des dégradations au niveau de la couche de liaison a fait l'objet d'un article de conférence internationale [WiMob] et d'une contribution au consortium GreenTouch™ [GT4].

De plus, la métrique d'adaptation temporelle développée a fait l'objet d'une demande de brevet français [Brevet].

Enfin, les travaux réalisés dans cette thèse sont également des contributions aux projets européens METIS et MiWEBA.

Le détail des publications citées ci-dessous est disponible à la fin de ce document.

Chapitre 1

Le lien radio sans-fil

Sommaire

1.1	Le modèle OSI.....	5
1.2	Le canal radio sans-fil	7
1.2.1	Présentation	7
1.2.2	Pertes de propagation.....	9
1.2.3	L'effet multi-trajets.....	10
1.2.4	Bruit et interférences.....	11
1.3	La couche physique	12
1.3.1	Description générique.....	12
1.3.2	La modulation OFDM	13
1.3.3	Couche PHY OFDM.....	14
1.4	L'adaptation de lien	17
1.4.1	Principe.....	17
1.4.2	Définition d'un algorithme d'adaptation de lien.....	18
1.4.3	L'adaptation de lien dans le standard 802.11	19
1.5	Les communications multiutilisateurs	20
1.5.1	L'accès déterministe	20
1.5.2	L'accès aléatoire	21
1.6	Conclusion	23

Dans ce chapitre, nous expliquons le fonctionnement général des réseaux de télécommunication à l'aide du modèle *Open Systems Interconnection* (OSI). Ce modèle nous permet d'identifier les modules responsables de l'optimisation et de l'adaptation des transmissions de données sur un canal de communication. Puis, nous décrivons le canal radio sans-fil et ses caractéristiques avant de détailler le fonctionnement de la couche physique, les mécanismes d'adaptation de lien et les communications multiutilisateurs. Les descriptions sont généralistes et ont pour objectif de permettre au lecteur de situer les travaux de la thèse dans le vaste univers des techniques de télécommunications.

1.1 Le modèle OSI

Le modèle OSI a été proposé par l'organisation internationale de normalisation à la fin des années 1970s et permet de représenter la manière dont l'information est transmise dans un réseau de communication. Ce modèle est divisé en sept couches distinctes ayant chacune des fonctions spécifiques et communiquant avec les couches adjacentes à travers une interface dédiée définissant les informations et les services que chaque couche doit fournir à sa voisine.

Le fonctionnement des couches obéit au principe de l'encapsulation (Figure 1-1). L'unité de données D_N traitée par la couche N est encapsulée dans une unité propre à la couche N via l'insertion d'un en-tête H_N et parfois d'un pied T_N spécifiques à la couche N. L'unité ainsi formée est transmise à la couche N-1 et devient l'unité de données traitée par la couche N-1.



Figure 1-1 : Principe de l'encapsulation

La plupart des réseaux existants ont une structure qui diffère légèrement de la structure du modèle OSI. Cependant, il est souvent possible de faire correspondre leurs fonctionnalités avec ce modèle. Par exemple, le réseau Internet est basé sur une suite de protocoles en cinq couches que l'on peut faire correspondre au sept couches du modèle OSI [1].

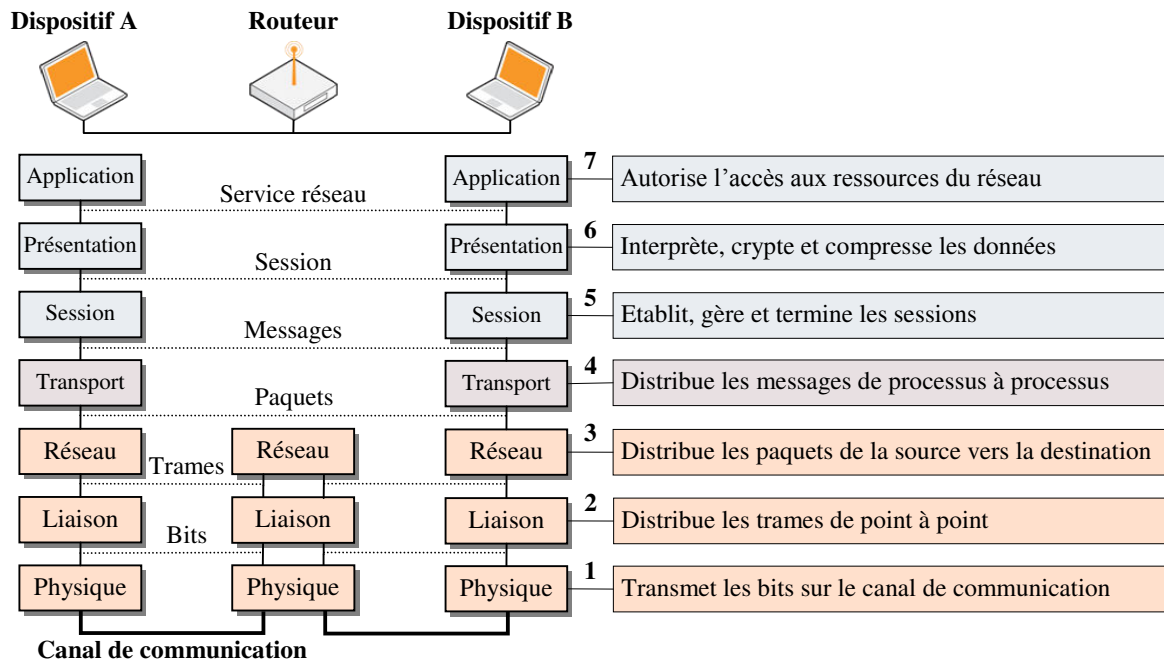


Figure 1-2 : Fonctionnalités des couches du modèle OSI (adapté de [1])

La Figure 1-2 représente les sept couches du modèle OSI dans le cadre d'une transmission d'information entre un processus hôte d'une station A (ex. : un logiciel de messagerie) vers un processus hôte d'une station B située dans un même réseau local. L'interconnexion entre A et B est assuré par un routeur. Ces sept couches sont divisibles en deux sous-ensembles : les couches basses (1, 2 et 3) et les couches hautes (4, 5, 6, 7). Les couches hautes sont des couches logicielles tandis que les couches basses sont généralement une combinaison d'implémentation logicielle et matérielle à l'exception de la couche physique qui est une couche matérielle.

La couche physique établit un « tuyau » virtuel permettant le transfert de bits sur le canal de communication (en point à point).

La couche de liaison utilise le « tuyau » fourni par la couche physique pour transmettre des trames de bits et établir une liaison fiable en point à point.

La couche réseau est responsable du transfert de paquets de trames de la source vers la destination et transforme ainsi les différentes liaisons point à point en une liaison de bout en bout.

La couche de transport est responsable du transfert de processus à processus de messages constitués de paquets (la couche réseau traite chaque paquet indépendamment du processus auquel il appartient).

La couche de session établit, gère et termine une session (échange de messages) entre les processus communicants.

La couche de présentation s'occupe d'interpréter, crypter et compresser les données échangées pendant la session.

La couche d'application fournit un service réseau en autorisant les processus à accéder aux ressources du réseau.

Ainsi, dès la couche réseau, la nature du milieu utilisé pour transmettre l'information n'est plus prise en compte, les transmissions en point à point étant assurées par les couches inférieures. L'optimisation et l'adaptation d'une liaison de données sur un canal de communication se fait donc au niveau de la couche physique et de la couche de liaison.

1.2 Le canal radio sans-fil

Il existe de nombreux types de canaux de communications, dont voici une liste non exhaustive extraite de [2] : canal filaire (ex. : paire de cuivre torsadée), canaux de fibre optique, canaux électromagnétiques sans-fil, canaux acoustiques sous-marin, et même, canaux de stockage (ex. : disque dur). Le canal radio sans-fil est un sous-ensemble des canaux électromagnétiques sans-fil et possède de ce fait des caractéristiques qui lui sont propres et qui déterminent la façon de transmettre l'information.

1.2.1 Présentation

L'édition de 2012 du règlement des radiocommunications [3] de l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) définit les ondes radioélectriques comme des « ondes électromagnétiques se propageant dans l'espace sans guide artificiel » dont la fréquence est par convention inférieure à 3 000 GHz. Ainsi la bande radioélectrique [3 kHz : 3 THz] est subdivisée en neuf sous-bandes nommées selon les longueurs d'ondes correspondantes (Figure 1-3).

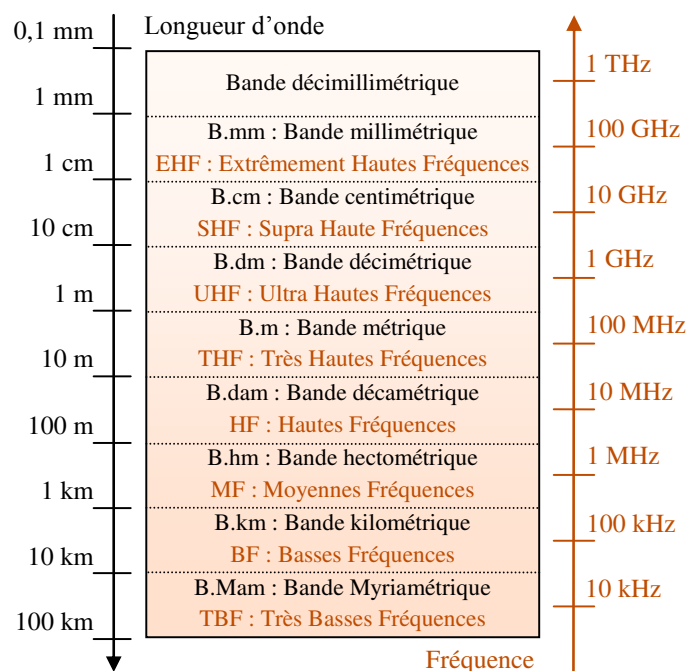


Figure 1-3 : Découpage de la bande radioélectrique

Pour transmettre de l'information dans la bande radioélectrique, on rayonne une onde électromagnétique dans le milieu de propagation dans une bande de fréquence limitée, appelée bande de transmission, située autour d'une fréquence porteuse. Pour savoir quelles sont les bandes de transmissions réservées aux différents usages, le règlement des télécommunications a défini l'assignation et l'emploi des fréquences. Parmi les nombreux emplois du canal radio sans-fil, on retrouve la *téléphonie mobile* et les *réseaux domestiques*.

Par exemple, en France, les différentes évolutions des normes de téléphonie mobile utilisent des bandes UHF (Ultra Hautes Fréquences) situées autour de :

- 800 MHz et 1800 MHz pour le GSM (*Global System for Mobile Communications*) et ses évolutions (2G).
- 900 MHz et 2000 MHz pour l'UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) et ses évolutions (3G).
- 800 MHz, 1800 MHz et 2600 MHz pour le LTE (*Long Term Evolution*) et ses évolutions (4G¹).

Autre exemple, dans les réseaux domestiques sans-fil, le Wi-Fi (*Wireless Fidelity*) utilise principalement des bandes de fréquences situées autour de 2,4 GHz (bande UHF) et 5 GHz (bande SHF : Supra Hautes Fréquences). Mais aussi à 60 GHz (bande EHF : Extrêmement Hautes Fréquences) et dans l'infrarouge [4].

La liaison allant du terminal vers le dispositif relié au réseau cœur est appelée *liaison montante*, notée UL (*UpLink*), et celle allant du dispositif relié au réseau cœur vers le terminal est appelée *liaison descendante*, notée DL (*DownLink*).

Si le lien montant et le lien descendant utilisent la même bande de transmission mais à des instants différents, on parle de duplex temporel (TDD, *Time Division Duplex*). En revanche, si le lien montant et le lien descendant utilisent des bandes de fréquences disjointes, on parle de duplex fréquentiel (FDD, *Frequency Division Duplex*).

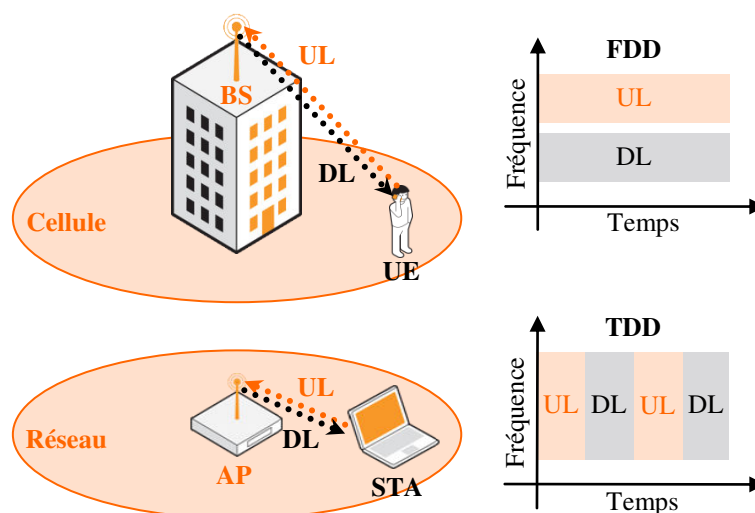


Figure 1-4 : Terminologie des réseaux

La Figure 1-4 récapitule la terminologie des réseaux. En téléphonie mobile, le terminal (ex : téléphone portable) est appelé *équipement utilisateur* et est noté UE (*User Equipment*) et le dispositif relié au réseau cœur (antenne relais) est appelé *station de base* et est noté BS (*Base Station*). La zone couverte par la station de base est une *cellule*. En général, en France, la téléphonie mobile utilise le FDD. Et dans les réseaux domestiques, le terminal (ex : ordinateur) est appelé *station* et est noté STA (*STAtion*) et le dispositif relié au réseau cœur (routeur) est appelé *point d'accès* et est noté AP (*Access Point*). L'ensemble des terminaux reliés au point d'accès constituent le réseau local. En général, les réseaux domestiques utilisent le TDD.

¹ En réalité, seul le LTE-Advanced (LTE-A), évolution du LTE, respecte les spécifications techniques imposées pour les normes 4G édictées par l'UIT. Cependant, l'utilisation commerciale de l'appellation 4G pour le LTE a été autorisée en raison du progrès vis-à-vis des normes précédentes.

En plus d'être restreint à une bande de transmission limitée, le signal électromagnétique portant l'information subit plusieurs phénomènes conduisant à des dégradations : les pertes de propagation, l'effet multi-trajets, le bruit et les interférences... Afin de concevoir un système adapté à la transmission de l'information dans la bande radioélectrique, il est nécessaire de pouvoir modéliser ces différents phénomènes.

1.2.2 Pertes de propagation

Les pertes de propagation PL correspondent à l'atténuation subie par le signal lors du passage de la source vers une destination située à une distance d et sont dues à la dispersion de l'onde rayonnée dans le milieu de propagation. Ces pertes sont caractérisées par le rapport entre la puissance transmise P_t et la puissance reçue P_r après élimination des gains d'antennes :

$$PL_{dB}(d) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) \quad (1-1)$$

Dans le cas idéal où il n'y a pas d'obstacles dans l'ellipsoïde de Fresnel (dont les dimensions dépendent de la distance entre l'émetteur et le récepteur, ainsi que de la taille des antennes), on est en situation d'espace libre (Figure 1-5).

Par exemple, dans le cas d'une transmission en espace libre entre deux antennes isotropes distantes de d , les pertes sont déterminées par la formule de Friis :

$$PL_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) \quad (1-2)$$

Ainsi, plus la fréquence d'un signal est élevée, plus les pertes de propagation sont importantes.

Dans le cas où un obstacle se trouve dans l'ellipsoïde de Fresnel, mais pas sur le trajet principal, on est en situation de *visibilité* (notée LOS pour *Line of Sight*) et dans le cas où un obstacle obstrue le trajet principal, on est en *non-visibilité* (notée NLOS pour *Non-LOS*). Il est possible de modéliser le cas de la visibilité à partir de l'espace libre en rajoutant une variable aléatoire représentant l'effet de masque généré par l'obstacle. On modélise alors les pertes de propagation par la formule suivante :

$$PL_{dB} = 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi f d}{c} \right) + L_{dB} + Sh_{dB}(0, \sigma) \quad (1-3)$$

où le paramètre n est un coefficient d'atténuation ($n = 2$ en espace libre et $n > 2$ dans les milieux plus perturbés), L_{dB} est une constante représentant les obstacles présents dans l'ellipsoïde de Fresnel (ex : 6 dB pour un mur fin, 2 dB pour une fenêtre, etc.) et $Sh_{dB}(0, \sigma)$ est une variable aléatoire gaussienne centrée d'écart-type σ représentant les effets de masque et permet de prendre en compte les variations des pertes dues aux mouvements des obstacles dans le canal de propagation.

Une fois les pertes de propagation déterminées, il est possible d'évaluer la puissance reçue en sortie de l'antenne de réception en fonction de la puissance transmise en entrée de l'antenne de transmission en intégrant les gains de l'antenne de transmission G_t et de l'antenne de réception G_r :

$$P_{r_{dBm}} = P_{t_{dBm}} + G_{t_{dB}} + G_{r_{dB}} - PL_{dB} \quad (1-4)$$

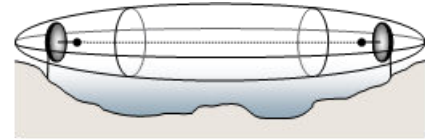


Figure 1-5 : Ellipsoïde de Fresnel

1.2.3 L'effet multi-trajets

Lorsque des obstacles se situent dans le milieu de propagation, le signal est soumis à différents phénomènes physiques (réflexion, réfraction, diffusion, diffraction, etc.) et peut alors emprunter plusieurs chemins pour aller de l'émetteur vers le récepteur (Figure 1-6). De plus, les positions du récepteur et des différents obstacles évoluent dans le temps faisant varier le nombre de trajets et leurs caractéristiques.

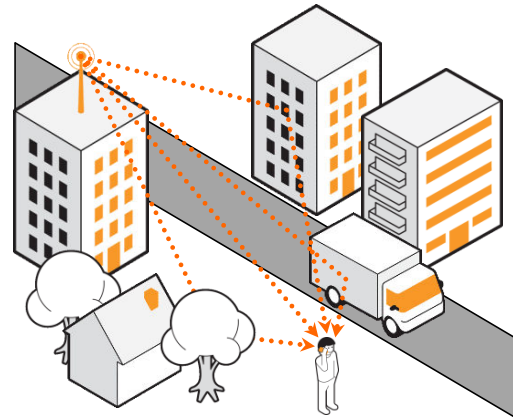


Figure 1-6 : Canal multi-trajets

En bande de base, le signal y reçu à l'instant t est la somme des différentes versions du signal x émis à l'instant τ . Chacune des n versions du signal original est affectée d'un retard τ_n et d'une atténuation complexe a_n propres au trajet emprunté :

$$y(t, \tau) = \sum_n a_n(t) \cdot x[\tau - \tau_n(t)] \quad (1-5)$$

Dans le cas où le signal émis est une impulsion de Dirac δ , on obtient la *réponse impulsionnelle du canal* $h(t, \tau)$ représentant l'évolution des différents trajets dans le temps :

$$h(t, \tau) = \sum_n a_n(t) \cdot \delta[\tau - \tau_n(t)] \quad (1-6)$$

En réalisant une transformée de Fourier sur le paramètre τ on obtient la *fonction de transfert* du canal $H(t, f)$ qui représente l'évolution dans le temps de la bande de transmission.

$$H(t, f) = TF_\tau[h(t, \tau)] \quad (1-7)$$

La Figure 1-7 montre la réponse impulsionnelle d'un modèle de canal de transmission correspondant à un environnement extérieur (TGn F [5]) et la Figure 1-8 montre la fonction de transfert correspondante.

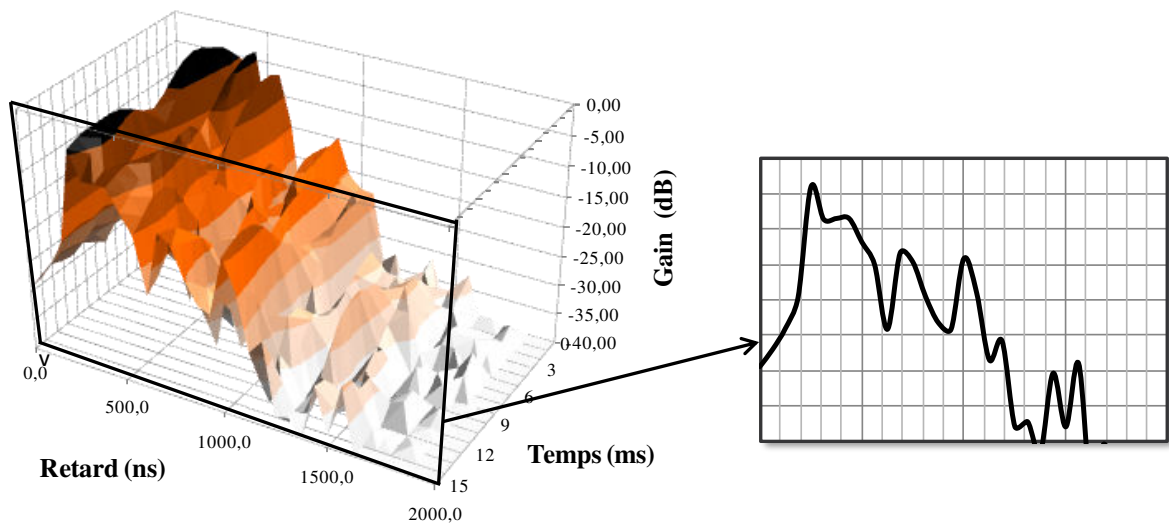


Figure 1-7 : Réponse Impulsionnelle du modèle de canal TGn F

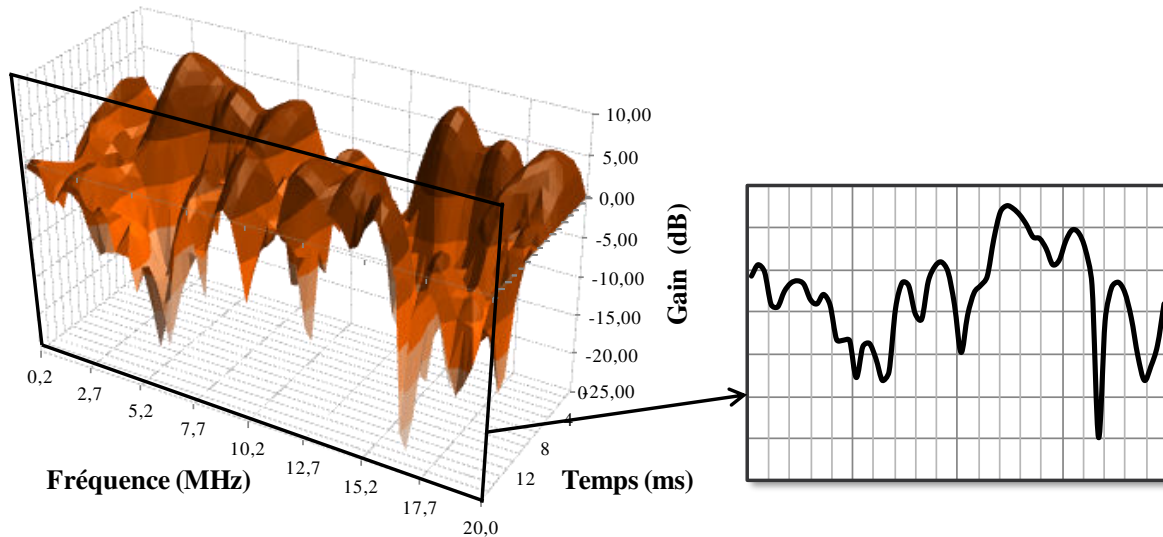


Figure 1-8 : Fonction de transfert du modèle de canal TGn F

Les recombinaisons constructives ou destructives des différents trajets créent des évanouissements que l'on peut constater sur la Figure 1-8. L'écart temporel entre deux évanouissements est appelé *temps de cohérence* et son estimation est inversement proportionnelle à l'étalement fréquentiel de l'effet Doppler². Similairement, l'écart fréquentiel entre deux évanouissements est appelé *bande de cohérence* et son estimation est inversement proportionnelle à l'étalement temporel des différents trajets. Ces paramètres sont utilisés lors de la conception de la couche physique (PHY) pour optimiser la transmission de l'information.

Dans la suite de ce document nous désignerons la réponse impulsionnelle du canal par l'acronyme CIR (de l'anglais *Channel Impulse Response*) et la fonction de transfert par l'acronyme CTF (de l'anglais *Channel Transfer Function*).

1.2.4 Bruit et interférences

Il existe plusieurs types de bruits pouvant perturber un signal électromagnétique : bruit cosmique, solaire, atmosphérique... ainsi que le bruit thermique généré par les dispositifs électroniques utilisés pour transmettre et recevoir le signal. Ainsi, les performances d'un système de télécommunication dépendent directement du rapport entre la puissance du signal P_s et la puissance du bruit P_b . Ce rapport est généralement exprimé en dB et noté *SNR* (*Signal-to-Noise Ratio*, ce qui signifie en français : rapport signal sur bruit) :

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_b} \right) \quad (1-8)$$

Le canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) est utilisé pour reproduire ces dégradations lors des simulations. Il modélise un bruit de puissance égale sur toute la bande de transmission (bruit blanc) généré à l'aide d'une variable aléatoire Gaussienne centrée et d'écart-type σ (la puissance du bruit est alors égale à sa variance σ^2). Le signal de bruit $z(t)$ ainsi généré est additionné au signal transmis $x(t)$ lors du passage dans le canal. Le signal reçu $y(t)$ est alors :

$$y(t) = x(t) + z(t) \quad (1-9)$$

² L'effet Doppler est le décalage fréquentiel généré par un changement de la longueur du trajet au cours de la propagation.

Lorsque le signal reçu par la source est également dégradé par l'addition d'un signal parasite généré par un système géographiquement proche utilisant la même bande de transmission, on utilise le rapport signal sur interférence plus bruit $SINR$ (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*) qui prend en compte la puissance P_i de l'interfère.

$$SINR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_i + P_b} \right) \quad (1-10)$$

1.3 La couche physique

La fonction principale de la couche PHY est d'assurer le transfert des bits d'un point à l'autre du réseau et doit donc prendre en compte les caractéristiques du canal de communication. Dans le cas du canal radio sans-fil, il faut donc prendre en compte la largeur de bande de transmission imposée, les pertes de propagation, la puissance du bruit ainsi que les dégradations dues à l'effet multi-trajets et à l'effet Doppler. Cette partie décrit l'architecture générique d'une couche PHY ainsi que le principe de la modulation OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) avant de détailler l'architecture des couches PHY OFDM utilisées dans les dernières évolutions du standard IEEE 802.11 : les spécifications 802.11ac [6] et 802.11ad [7].

1.3.1 Description générique

Les principales opérations de traitement du signal opérées par la couche PHY à l'émission et à la réception sont le codage/décodage de canal (aussi appelé codage/décodage correcteur d'erreurs) et la modulation/démodulation.

A l'émission, le codeur de canal ajoute de la redondance à k bits de données pour former un ensemble de n bits codés. Le codage est généralement accompagné d'une fonction d'entrelacement permutant les positions d'un groupe de l bits. Les l bits codés ainsi générés sont ensuite répartis par groupes de m bits et modulés en symboles. Puis le signal ainsi généré est transmis sur le canal de communication après avoir été filtré pour correspondre à la bande fréquentielle disponible, et modulé avec la fréquence porteuse correspondante.

A la réception, après démodulation en bande de base, les symboles sont estimés puis démodulés en bits. Si les dégradations générées par le canal de propagation sont trop fortes, certains symboles sont mal estimés ce qui génère des erreurs parmi les bits reçus. Ces bits sont ensuite désentrelacés, puis décodés. Le rapport entre le nombre d'erreurs subsistant après décodage et le nombre total de bits de données transmis est appelé Taux d'Erreurs Binaire (TEB).

L'Annexe A donne un exemple simple des principales opérations effectuées par la couche PHY en émission et en réception.

Il est possible d'améliorer les performances du récepteur à l'aide des techniques d'égalisation. De même, lors du décodage il est possible d'utiliser des valeurs quantifiées plutôt que de prendre directement la décision 0 ou 1 en sortie du démodulateur, on parle alors de *décodage souple* (et de *décodage dur* dans le cas inverse). Il existe également des techniques de modulation plus évoluées telle que la modulation OFDM qui est décrite dans le paragraphe suivant et des techniques permettant d'adapter le signal au canal de transmission : le précodage et le préfiltrage. Ces techniques peuvent être combinées aux techniques MIMO (*Multiple-Input Multiple Output*) permettant d'utiliser plusieurs antennes à l'émission ou à la réception.

1.3.2 La modulation OFDM

Lorsqu'on utilise toute la bande de transmission W pour transmettre un symbole en respectant le critère de Nyquist, sa durée temporelle T_S s'exprime :

$$T_S = \frac{1}{W} \quad (1-11)$$

Le nombre maximum de symboles pouvant être transmis en une seconde (exprimé en baud) est donc égal à la largeur de la bande de transmission W (exprimée en Hz).

Cependant, si la durée T_S est inférieure à l'étalement temporel des retards du canal de propagation, alors les symboles transmis se chevauchent en réception, créant de l'interférence entre symboles (notée ISI, pour *InterSymbol Interference*).

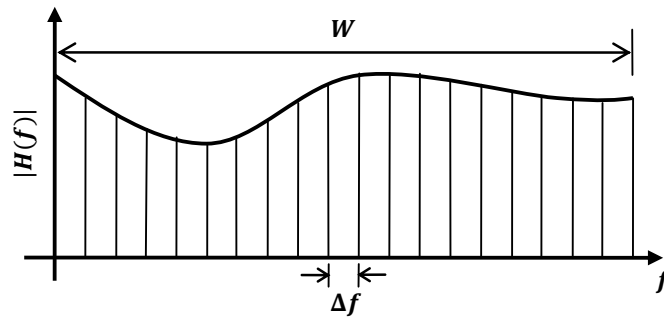


Figure 1-9 : Subdivision de la bande de transmission

La modulation OFDM permet de lutter contre ce phénomène et consiste à diviser la bande W en N sous-bandes de largeur Δf (Figure 1-9) pour transmettre un multiplex de N_S symboles de durée $N_S \cdot T_S$. Le débit de symboles D_S est inchangé :

$$D_S = \frac{N_S}{N_S \cdot T_S} = W \quad (1-12)$$

Chaque sous-bande k correspond à une fréquence porteuse f_k , appelée sous-porteuse. Pour éviter l'interférence entre porteuses (notée ICI, pour *InterCarrier Interference*), on utilise la fonction sinc^3 . Ainsi, comme le montre la Figure 1-10, lors de l'échantillonnage de la sous-porteuse f_k , les autres sous-porteuses sont nulles. On a créé un multiplex en fréquence de porteuses orthogonales, que l'on nomme bloc OFDM.

Grâce à l'orthogonalité des porteuses, les symboles n'interfèrent pas entre eux. Cependant, à l'échelle des blocs OFDM, l'interférence n'est pas annulée (à cause de l'effet multi-trajets, l'étalement temporel d'un bloc OFDM interfère avec le bloc OFDM suivant). Pour annuler cette interférence il faut attendre entre la transmission de deux blocs, la durée d'attente est appelée *intervalle de garde* (noté GI, pour *Guard Interval*) et doit être supérieure à l'étalement temporel des retards du canal. Une technique communément utilisée consiste à copier la fin d'un symbole OFDM et de l'insérer en guise d'intervalle de garde, on parle alors de *préfixe cyclique* (noté CP, pour *Cyclic Prefix*). Comme explicité dans la section suivante par l'équation (1-13), l'ajout du GI a pour effet de réduire le débit utile du système puisqu'il ne contient pas de données supplémentaires.

³ $\forall x \in \mathbb{R}, \text{sinc}(x) = \sin(\pi x) / (\pi x)$

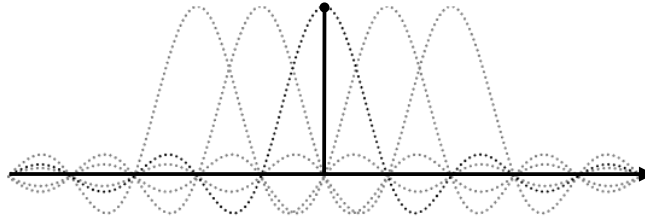


Figure 1-10 : Orthogonalité des porteuses OFDM

La modulation OFDM permet de s'affranchir de l'ISI à condition de bien dimensionner les sous-bandes ainsi que l'intervalle de garde. Il est également nécessaire de dimensionner la durée temporelle du symbole OFDM en fonction du temps de cohérence du canal pour limiter les dégradations liées à l'effet Doppler. Néanmoins, ce phénomène est limité en intérieur en raison de la faible vitesse de variation de l'environnement de propagation, ce qui explique pourquoi la modulation OFDM est largement utilisée par la technologie Wi-Fi [4].

1.3.3 Couche PHY OFDM

Les techniques développées ou utilisées dans la thèse seront appliquées au standard IEEE 802.11 [4], et plus précisément à ses dernières évolutions :

- L'amendement 802.11ac [6] qui décrit le mode VHT (*Very High Throughput*) permettant d'obtenir de très hauts débits dans les bandes inférieures à 6 GHz.
- L'amendement 802.11ad [7] qui décrit le mode DMG (*Directional Multi-Gigabit*) permettant d'obtenir de très hauts débits dans la bande des 60 GHz.

On détaille dans ce paragraphe, la chaîne SISO (*Single-Input Single-Output*) de la couche PHY OFDM du standard, qui est identique pour les modes VHT et DMG, les techniques multi-antennes seront détaillées dans le chapitre suivant.

Les codes correcteurs utilisés dans le standard sont les codes binaires convolutifs (noté BCC pour *Binary Convolutional Code*) et les codes LDPC (*Low-Density Parity-Check*).

Les BCC sont obligatoires pour le mode VHT mais absents du mode DMG. Le code présenté a un rendement natif $R = 1/2$. Des motifs de poinçonnage sont décrits pour obtenir les rendements $2/3$, $3/4$ et $5/6$. Après codage, deux entrelacements sont appliqués, le premier permet de séparer les bits d'un même symbole, le second alterne les bits de poids fort et de poids faible. Pour le décodage, l'algorithme de Viterbi [8] est recommandé.

Les codes LDPC sont obligatoires pour le mode DMG et facultatifs pour le mode VHT. Ce sont des codes au décodage itératif qui présentent de meilleures performances que les codes BCC, cependant le décodeur présente une complexité élevée. Pour le mode DMG, le standard décrit quatre matrices génératrices permettant d'obtenir les rendements $1/2$, $5/8$, $3/4$ et $13/16$. Les codes LDPC ne nécessitent ni poinçonnage, ni entrelacement. Aucun algorithme de décodage n'est recommandé, cependant, l'algorithme min-sum [9] est fréquemment utilisé en raison de son rapport performance/complexité [10].

La modulation utilisée est de type QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) et plus particulièrement la QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*), la 16-QAM et la 64-QAM⁴ (correspondant respectivement à $m = 2, 4$ et 6 bits par symbole). Pour les débits les plus faibles le mode VHT utilise la BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) et le mode DMG la SQPSK⁵ (*Spread QPSK*).

⁴ De plus, la 256-QAM est facultative pour le mode VHT.

⁵ Cette modulation consiste à générer la première moitié des symboles portés par les sous-porteuses à l'aide d'une QPSK, l'autre moitié des symboles sont les complexes conjugués des premiers.

L'ensemble des opérations de modulation et de codage permettant de passer des bits d'information aux symboles est appelé MCS (*Modulation and Coding Scheme*). Le mode VHT impose 8 MCS numérotés de 0 à 7 tandis que le mode DMG impose 12 MCS numérotés de 13 à 24 (les autres MCS du mode DMG ne sont pas utilisés conjointement à l'OFDM). L'ensemble des MCS obligatoires des modes VHT et DMG sont présentés dans le Tableau 1-1.

VHT (5 GHz)		DMG (60 GHz)			
0	BPSK 1/2	13	SQPSK 1/2	21	16-QAM 13/16
1	QPSK 1/2	14	SQPSK 13/16	22	64-QAM 5/8
2	QPSK 3/4	15	QPSK 1/2	23	64-QAM 3/4
3	16-QAM 1/2	16	QPSK 5/8	24	64-QAM 13/16
4	16-QAM 3/4	17	QPSK 3/4		
5	64-QAM 2/3	18	16-QAM 1/2		
6	64-QAM 3/4	19	16-QAM 5/8		
7	64-QAM 5/6	20	16-QAM 3/4		

Tableau 1-1: Schémas de codage et de modulation (MCS)

La modulation OFDM décrite dans le standard est présentée sur la Figure 1-11. La bande de transmission W est divisée en N_{DFT} sous-bandes de largeur Δf . Parmi ces sous-bandes, N_{SD} servent à transmettre les symboles, N_{SP} sont des pilotes servant à l'estimation du canal en bande base. Les porteuses des sous-bandes centrales correspondent à la composante continue et sont fixées à zéro ainsi que les porteuses situées aux extrémités de la bande de transmission et servant à limiter le rayonnement hors-bande.

Au niveau du modulateur, après une conversion série/parallèle (S/P), on insère les pilotes et les N_{PN} zéros dans un groupe de N_{SD} symboles pour former un ensemble de N_{DFT} porteuses. Puis on réalise une transformée de Fourier numérique (DFT, pour *Digital Fourier Transform*), généralement une FFT (*Fast Fourier Transform*). Après une conversion parallèle/série (P/S), on insère un préfixe cyclique de durée T_{GI} pour former un bloc OFDM de durée $T_{DFT} + T_{GI}$.

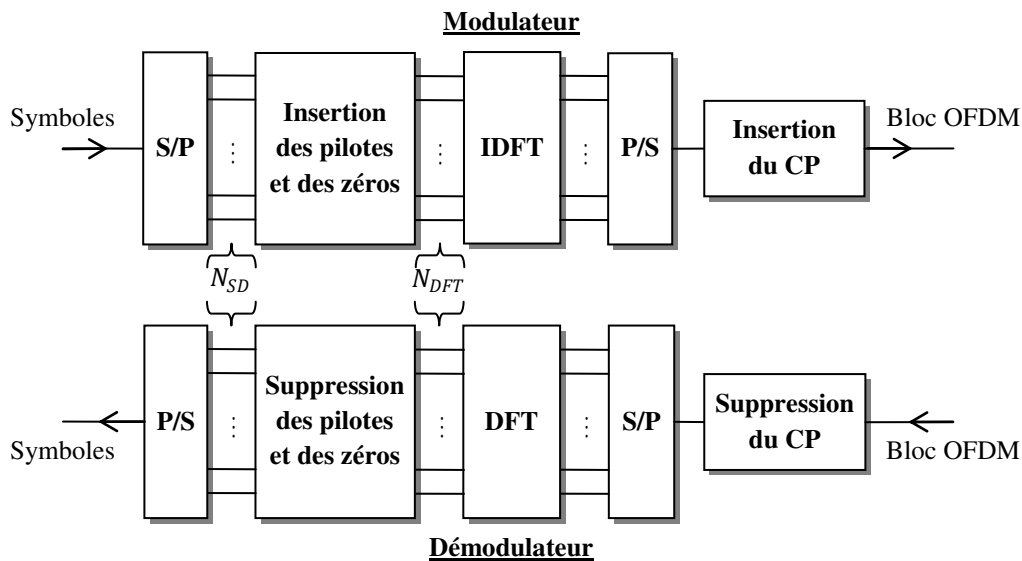


Figure 1-11 : Modulateur / Démodulateur OFDM du standard IEEE 802.11 [4]

Le démodulateur réalise les opérations duales. La connaissance de l'état instantané du canal de communication permet d'égaliser le symbole OFDM reçu (dont un exemple est donné en Figure 1-12).

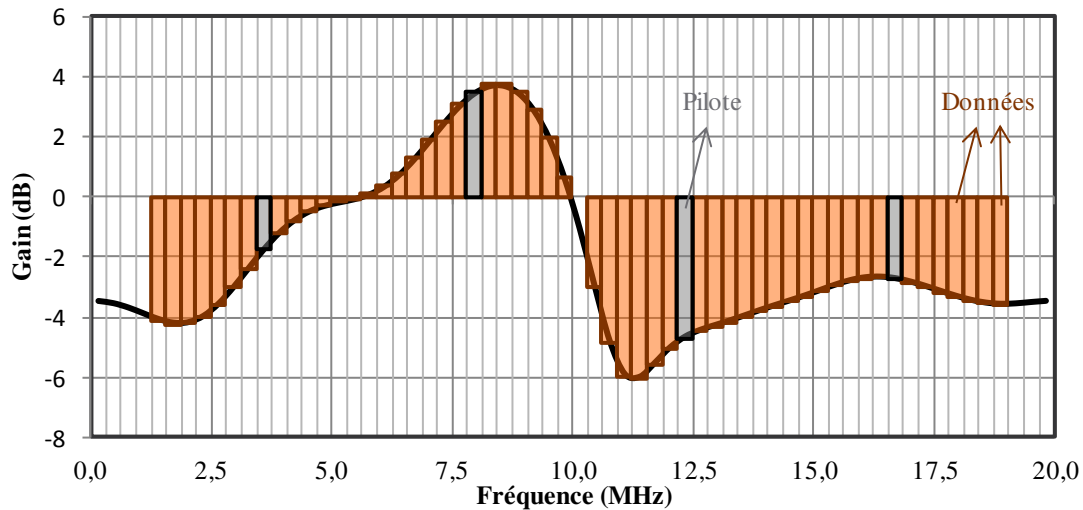


Figure 1-12 : Symbole OFDM de 20 MHz en réception

Les paramètres OFDM de chaque mode sont présentés dans le Tableau 1-2. Le mode VHT permet d'utiliser quatre largeurs de bande différentes : 20, 40, 80 et 160 MHz⁶.

	VHT (5 GHz)				DMG (60 GHz)
Δf	312,5 kHz				5,15625 MHz
T_{DFT}	3,2 μ s				0,194 μ s
T_{GI}	0,8 μ s = $T_{DFT}/4$				48,4 ns = $T_{DFT}/4$
W	20 MHz	40 MHz	80 MHz	160 MHz	2640 MHz
N_{SD}	52	108	234	468	336
N_{SP}	4	6	8	16	16
N_{PN}	8	14	14	28	160
N_{DFT}	64	128	256	512	512

Tableau 1-2: Paramètres OFDM

Lorsque l'on connaît l'état du canal de transmission, il est possible d'utiliser un MCS différent par sous-bande de données afin d'optimiser les performances du système. Cette technique est appelée *bit-loading*. De même, on peut ajuster la puissance de transmission de chaque sous-bande (par exemple avec la technique de *waterfilling*). Cependant, en raison de leur complexité, de tels algorithmes d'optimisation ne sont pas inclus dans le standard IEEE 802.11 [4] où toutes les sous-porteuses de données utilisent le même MCS et sont affectées de la même puissance de transmission.

Le débit utile alors délivré par la couche physique se calcule de la manière suivante :

$$D = \frac{m \cdot R \cdot N_{SD}}{T_{DFT} + T_{GI}} \quad (1-13)$$

L'ensemble des débits disponibles pour les modes VHT et DMG sont présentés dans le Tableau 1-3.

VHT (5 GHz)	DMG (60 GHz)
-------------	--------------

⁶ Les modes de transmission utilisant une bande de 160 MHz sont facultatifs.

MCS	Débit (Mbps)				MCS	Débit (Mbps)	MCS	Débit (Mbps)
	20 MHz	40 MHz	80 MHz	160 MHz				
0	6,5	13,5	29,3	58,5	13	693,00	21	4504,50
1	13,0	27,0	58,5	117,0	14	866,25	22	5197,50
2	19,5	40,5	87,8	175,5	15	1386,00	23	6237,00
3	26,0	54,0	117,0	234,0	16	1732,50	24	6756,75
4	39,0	81,0	175,5	351,0	17	2079,00		
5	52,0	108,0	234,0	468,0	18	2772,00		
6	58,5	121,5	263,3	526,5	19	3465,0		
7	65,0	135,0	292,5	585,0	20	4158,00		

Tableau 1-3: Débits possibles pour les modes VHT et DMG

Pour augmenter le débit et la fiabilité des systèmes Wi-Fi, il est possible d'utiliser des techniques multi-antennes MIMO. De telles techniques sont présentées dans le Chapitre 2.

1.4 L'adaptation de lien

L'adaptation de lien est définie dans [11] comme l'ensemble des algorithmes et protocoles régissant l'adaptation de modulation et de codage. Cependant cette définition est restrictive dans le cas MIMO où on dispose de degrés de libertés supplémentaires comme le nombre d'antennes à l'émission/réception et le nombre de flux spatiaux [12].

Cette définition n'est pas non plus applicable dans le cas multi-technologies qui dispose d'un autre degré de liberté : l'interface de transmission. Ce cas est décrit en 2.5 et représente une extension de l'adaptation de lien telle que décrite dans cette section.

Cette partie présente donc le principe de l'adaptation de lien dans le cas SISO mono-technologie, que l'on appelle également adaptation de débit, puis présente un exemple d'implémentation pour le standard IEEE 802.11 [4].

1.4.1 Principe

Le but d'un algorithme d'adaptation de lien est d'assurer que, selon les variations du canal (en temps et en fréquence), le mode de transmission utilisé soit celui qui correspond le mieux à un critère de sélection (débit maximum, puissance émise minimum, latence, etc.) [11].

Par exemple, la Figure 1-13 représente l'efficacité spectrale μ en fonction du SNR pour un système Wi-Fi utilisant le mode VHT en SISO sur une bande de transmission de 80 MHz pour transmettre des trames de 1000 bits utiles sur un canal AWGN. En fonction du SNR disponible, on sélectionne le MCS permettant d'obtenir la meilleure efficacité spectrale, c'est-à-dire, le meilleur débit utile. La courbe en trait continu représente l'efficacité spectrale du système si l'adaptation de lien est parfaite.

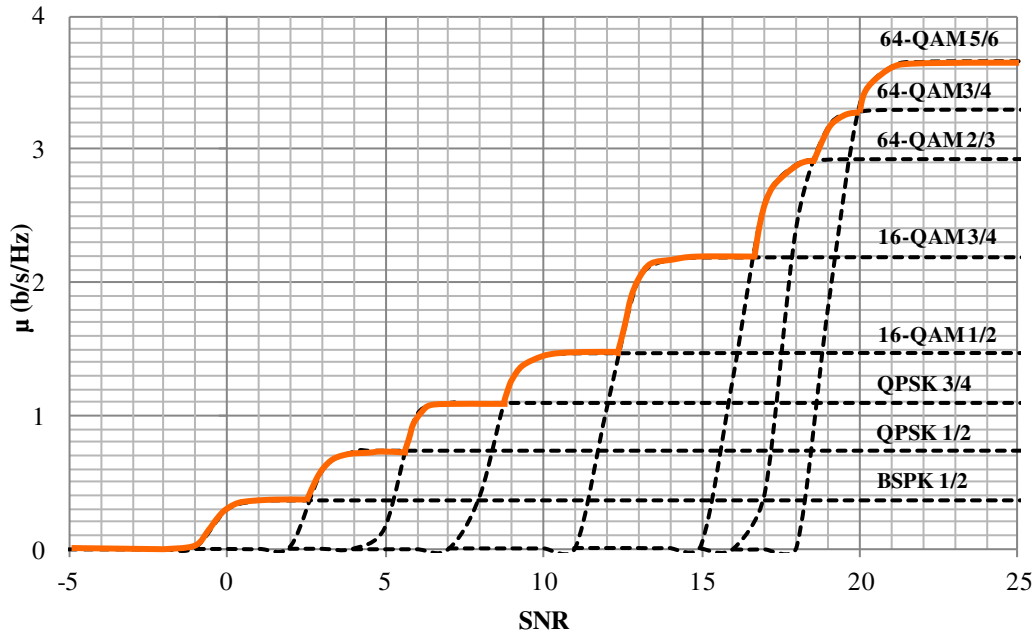


Figure 1-13 : Optimisation de l'efficacité spectrale (maximisation du débit)

1.4.2 Définition d'un algorithme d'adaptation de lien

La première étape de définition d'un algorithme d'adaptation de lien est la sélection du critère d'optimisation. Les plus fréquents sont : l'efficacité spectrale pour obtenir le meilleur débit possible et l'efficacité énergétique pour minimiser les puissances consommées.

Une fois ce critère déterminé, il faut définir un CSI (*Channel State Information* également appelé CQI, *Channel Quality Indicator*, ou LQI, *Link Quality Indicator*, selon les normes), c'est-à-dire, une métrique qui permet d'estimer l'état du canal en temps réel. On peut définir de nombreux CSI qui peuvent tenir compte de différents paramètres du canal. Cependant il existe deux grandes familles de CSI que l'on peut désigner de la manière suivante :

- Les CSI provenant des informations de la couche physique comme le SNR, le SINR ou une valeur quantifiée de la puissance du signal reçu RSSI (*Received Signal Strength Information*).
- Les CSI provenant de la couche de liaison comme le taux de paquets erronés PER (*Packet Error Rate*).

Chaque famille a ses avantages et ses inconvénients. En effet, les algorithmes basés sur les informations de la couche physique ont une plus grande réactivité mais souffrent d'erreurs d'estimation. En revanche, les algorithmes basés sur les informations de la couche de liaison utilisent des informations plus fiables (car estimées sur des périodes temporelles plus longues) mais sont plus lents. Lorsque le CSI peut être estimé quasi instantanément, on parle d'*adaptation de lien rapide* et d'*adaptation de lien lente* dans le cas contraire.

Une fois le CSI déterminé, il faut identifier les différents seuils qui correspondent aux valeurs du CSI pour lesquels on va changer de mode de transmission. Le choix du CSI est donc déterminant pour l'algorithme dont la qualité dépend de plusieurs paramètres dont :

- Le rapport entre la fenêtre d'observation temporelle du canal et le temps de cohérence.
- Le rapport entre la fenêtre d'observation fréquentielle du canal et sa bande de cohérence.

La définition d'un algorithme est donc loin d'être triviale car on peut agir sur de nombreux paramètres. De plus il faut encore une fois trouver un compromis entre la qualité de l'adaptation et la complexité des calculs nécessaires à son application. Il faut également choisir, en fonction du système, si le calcul du CSI se fait au niveau de l'émetteur ou bien du récepteur.

1.4.3 L'adaptation de lien dans le standard 802.11

Dans le standard IEEE802.11 [4], l'adaptation de lien se fait via un échange de trames de contrôles en trois étapes entre deux stations⁷ (Figure 1-14) :

- 1- La station souhaitant utiliser un nouveau MCS, envoie une requête à son interlocutrice.
- 2- La station recevant la requête calcule le CSI et en déduit le nouveau MCS.
- 3- Le nouveau MCS est envoyé à la première station dans une trame de réponse.

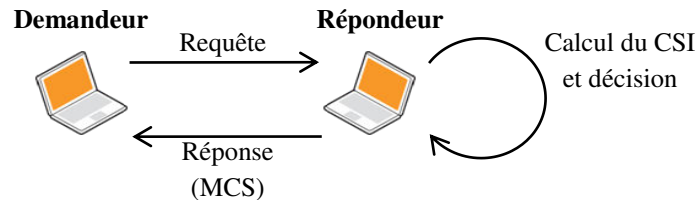


Figure 1-14 : Etapes de l'adaptation de lien dans le standard 802.11

Selon la manière dont se déroule l'échange de trames, le standard définit trois différents types d'adaptation de lien :

- *Immédiate* : Le demandeur envoie une trame de requête au répondeur qui lui suggère aussitôt un nouveau MCS dans une trame de réponse.
- *Retardée* : La réponse faisant suite à une requête du demandeur est envoyée après un laps de temps comprenant la transmission d'autres trames (pouvant provenir d'autres stations).
- *Non sollicitée* : Une station suggère un nouveau MCS à son interlocutrice, sans requête préalable de cette dernière.

Le standard précise seulement le protocole à adopter pour mettre en œuvre l'adaptation de lien, les constructeurs sont donc libres d'implémenter le procédé de leur choix (type de CSI, méthode de calcul, etc.). Cependant, il semble que la tendance pour les systèmes 802.11 est à la facilité d'implémentation au détriment de l'optimalité des systèmes [12].

Pour l'adaptation de lien lente, l'AMMR (*Adaptive Multi-Rate Retry*) est fréquemment utilisé dans les systèmes Wi-Fi en raison de sa flexibilité [13]. Comme la plupart des algorithmes d'adaptation de lien il privilégie l'optimisation de l'efficacité spectrale.

Le fonctionnement général de l'AMRR est le suivant, tout d'abord on calcule le PER sur un nombre de paquets suffisamment élevé pour avoir une valeur fiable, puis :

- (a) Si le PER est bon, on utilise un MCS correspondant à un débit plus élevé.
- (b) Si le PER est mauvais, on utilise un MCS plus robuste, donc correspondant à un débit plus faible.

Ainsi, l'AMRR permet de maximiser le nombre de trames que l'on peut transmettre sur le lien tout en garantissant une qualité de service (PER). L'adaptation de lien est non-sollicitée (et génère ainsi moins d'envois de trames).

Pour l'adaptation de lien rapide, le document [14] recense plusieurs algorithmes utilisant des CQI différents comme : le SNR (ou SINR) instantané, le TEB...

Le fonctionnement standard de l'adaptation de lien rapide au niveau du répondeur est décrit par la Figure 1-15.

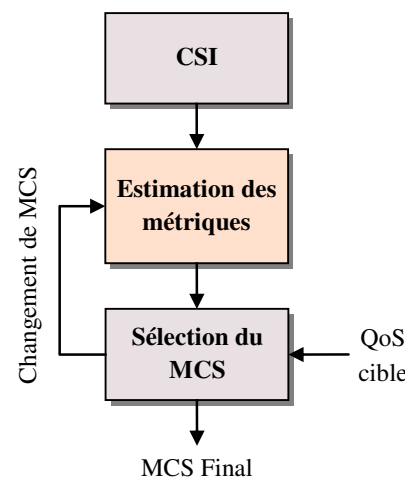


Figure 1-15 : Fonctionnement standard de l'adaptation de lien rapide

⁷ Le point d'accès n'est pas nécessairement le demandeur. La demande d'adaptation peut venir d'une station utilisateur. Il n'est pas non plus nécessaire qu'une des stations soit le point d'accès (configuration ad hoc).

A l'aide des informations sur le canal (CSI) on estime une ou plusieurs métriques de qualité du lien. Puis, en fonction de la valeur des métriques et de la qualité de service (QoS, Quality of Service) cible (dépendant du critère d'optimisation), on sélectionne un MCS (généralement, on utilise pour cela des tables de qualité). Eventuellement, on recalcule les métriques en fonction du nouveau MCS pour confirmer la sélection.

1.5 Les communications multiutilisateurs

Quand plusieurs utilisateurs utilisent le même médium pour communiquer, il faut régir l'accès au canal de communication pour éviter les collisions (deux ou plusieurs transmissions simultanées). Cette fonction est gérée par une sous-couche de la couche de liaison : la couche MAC (*Medium Access Control*). Il existe deux grandes familles de protocoles d'accès au médium : les techniques déterministes et les techniques aléatoires [2].

1.5.1 L'accès déterministe

Dans le cas des méthodes d'accès déterministe, les ressources du médium sont réparties arbitrairement entre les différents utilisateurs. Il peut s'agir de ressources temporelles (TDMA, *Time Division Multiple Access*) ou fréquentielles (FDMA, *Frequency Division Multiple Access*). Il est également possible de discriminer les utilisateurs en utilisant des codes pseudo aléatoires (CDMA, *Code Division Multiple Access*) ou en utilisant leurs positions spatiales (SDMA, *Spatial Division Multiple Access*). Les techniques déterministes les plus utilisées sont le TDMA, le FDMA et le CDMA (Figure 1-16) [2].

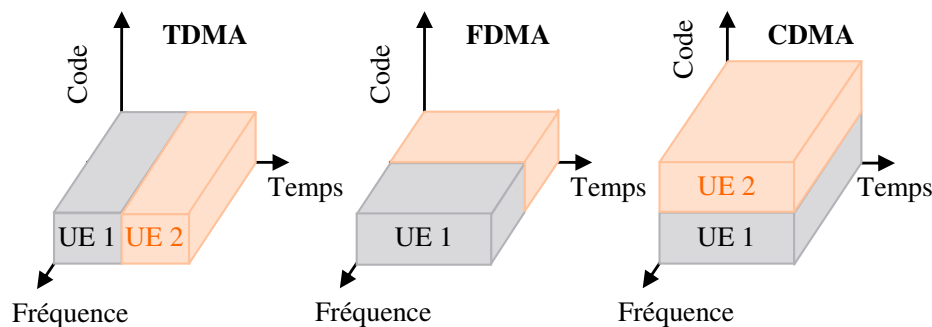


Figure 1-16 : Comparaison entre TDMA, FDMA et CDMA

En TDMA, chaque utilisateur dispose de toute la bande de transmission pendant une durée déterminée. C'est le point d'accès qui informe chaque utilisateur de la période qui lui a été allouée.

En FDMA, la bande de transmission est partagée entre les utilisateurs. Le point d'accès informe chaque utilisateur de la bande de fréquence qu'il peut utiliser.

En CDMA chaque transmission est précodée à l'aide d'un code pseudo-aléatoire propre à l'utilisateur. En réception, l'utilisateur convolve ce code avec le signal reçu pour décoder l'information. Les codes affectés aux différents utilisateurs ont de faibles propriétés de corrélation croisées, ainsi, lors de la réception, les signaux destinés aux autres utilisateurs de la cellule sont noyés dans le bruit.

En SDMA on sépare les utilisateurs en fonction de leur position spatiale. Ainsi on peut allouer les mêmes ressources à plusieurs utilisateurs à condition qu'ils soient suffisamment distants pour ne pas interférer. Certaines techniques multi-antennes permettent de discriminer spatialement les utilisateurs d'une même cellule et permettent ainsi l'utilisation du SDMA.

Ces techniques sont couramment utilisées, mais contraignent le point d'accès à réaliser l'affectation des ressources de chaque utilisateur. Il existe également des méthodes permettant aux utilisateurs de disposer de ressources dès qu'ils en ont besoin, et sans attendre l'autorisation du point d'accès : les techniques d'accès aléatoire.

1.5.2 L'accès aléatoire

Les méthodes d'accès aléatoire permettent un accès opportuniste au canal de communication. L'accès aux ressources du médium n'est pas centralisé. Cependant, les utilisateurs doivent respecter les contraintes imposées par la méthode d'accès pour pouvoir transmettre correctement l'information. Les protocoles d'accès aléatoire les plus connus sont : l'ALOHA et le CSMA (*Carrier Sense Multiple Access*) [2] [15].

Le protocole ALOHA est l'une des premières méthodes d'accès aléatoire inventée. Son fonctionnement est simple : quand un périphérique a une trame à envoyer, il la transmet sur le médium. Cependant, lorsque plusieurs stations transmettent simultanément sur le même médium, il y a collision : le transfert échoue, les paquets des différentes stations sont perdus. Ainsi, plus il y a de paquets à transmettre, plus le risque d'échec est élevé. Si un transfert échoue en raison d'une collision, le paquet est renvoyé à une date ultérieure déterminée aléatoirement.

Soit λ la fréquence d'arrivée des paquets dans le système et \bar{X} la durée temporelle d'un paquet de données. Le trafic entrant sur le lien G est alors défini par :

$$G = \lambda \bar{X} \quad (1-14)$$

A cause des collisions, tout le trafic G ne peut pas être correctement transmis sur le médium. Soit S le trafic sortant, c'est-à-dire, correctement transmis. Dans le cas du protocole ALOHA, le document [15] montre que la relation entre S et G s'exprime :

$$S = G e^{-2G} \quad (1-15)$$

Il existe également une version du protocole ALOHA fonctionnant par *slots* temporels : les stations ne peuvent débiter une transmission qu'au début de chaque slot. La relation entre le trafic entrant et le trafic sortant est changée [15] :

$$S = G e^{-G} \quad (1-16)$$

Lorsque le trafic entrant est trop élevé ($G \rightarrow \infty$), le trafic sortant est nul puisque la totalité des paquets subissent des collisions. En revanche si le trafic entrant est très faible ($G \rightarrow 0$) alors la quasi-totalité des paquets sont correctement transmis.

Afin d'augmenter la proportion de paquets correctement transmis, d'autres protocoles d'accès ont été définis. Par exemple, le CSMA impose aux utilisateurs de ne pas transmettre lorsque le médium est occupé (par une autre transmission, ou par un interféreur). Dans le cas des protocoles CSMA, le trafic sortant dépend alors à la fois du trafic entrant, et du rapport a entre le temps de détection τ_d (c'est-à-dire le temps nécessaire à une station pour s'apercevoir que le lien est inoccupé) et la durée du paquet \bar{X} .

$$a = \frac{\tau_d}{\bar{X}} \quad (1-17)$$

Il existe plusieurs variantes de CSMA, tel que le CSMA/CD (*Collision Detection*) et le CSMA/CA (*Collision Avoidance*), gérant les collisions de manières différentes. Ces différents protocoles peuvent également être non-persistants ou p -persistants [2].

Le CSMA non-persistant fonctionne de la manière suivante. Lorsqu'un périphérique a un paquet à transmettre :

- (a) Si le médium est libre le périphérique transmet le paquet.
- (b) Si le médium est occupé, le périphérique retarde la transmission à une date ultérieure définie aléatoirement. Si le canal est libre à cette date, le périphérique transmet, sinon il retarde à nouveau.

Le CSMA p -persistant fonctionne de la manière suivante. Lorsqu'un périphérique a un paquet à transmettre :

- (a) Si le médium est libre le périphérique transmet le paquet avec une probabilité p ou retarde la transmission à une date ultérieure avec une probabilité $1 - p$.
- (b) Si le médium est libre à cette date, le périphérique répète l'étape (a).
- (c) Si le médium est occupé à cette date, le périphérique attend qu'il se libère et répète les étapes (a) et (b).

Le CSMA/CD permet de détecter les collisions. Lorsqu'une collision est détectée, un signal d'encombrement est transmis et tous les périphériques doivent stopper l'envoi de paquets. Une fois le médium libéré, les transmissions peuvent reprendre.

Le CSMA/CA permet d'éviter les collisions. Cette méthode ne comporte pas d'envoi de signal d'encombrement et est généralement plus utilisée que la précédente car dans certains réseaux, les périphériques ne peuvent pas transmettre un paquet et surveiller le médium en même temps, ils ne peuvent donc pas détecter le signal d'encombrement.

Le débit sortant correspondant aux versions non-persistantes de ces protocoles est donnée dans [2] pour le CSMA/CD et dans [16] pour le CSMA/CA.

Ainsi, dans le cas du CSMA/CD, si le délai de retransmission des paquets est grand comparé à la durée des paquets et que les arrivées des paquets sont considérées indépendantes, il a été montré que :

$$S = \frac{Ge^{-aG}}{G(1 + 2a) + e^{-aG}} \quad (1-18)$$

Et dans le cas du CSMA/CA fonctionnant par *slots* :

$$S = \frac{aGe^{-aG}}{1 + a - e^{-aG}} \quad (1-19)$$

La Figure 1-17 représente l'évolution de S en fonction de G pour les deux protocoles CSMA pour différentes valeurs de a ainsi que pour les deux versions du protocole ALOHA.

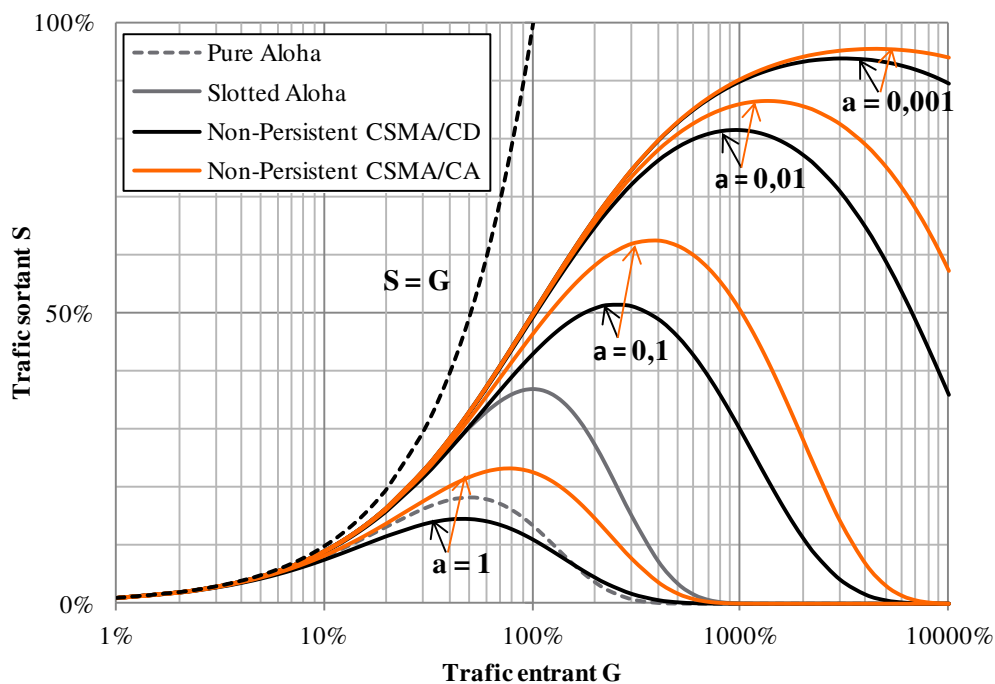


Figure 1-17: Trafic sortant S en fonction du trafic entrant G pour différentes méthodes d'accès aléatoire (les valeurs sont normalisées en pourcentage de la disponibilité du lien)

La probabilité de succès P_S qu'un paquet soit transmis sans collision sur le canal de communication est :

$$P_S(G) = \frac{S(G)}{G} \quad (1-20)$$

Le comportement général de chacune de ces courbes est identique : le trafic entrant augmente jusqu'à ce que le trafic sortant atteigne un maximum, puis le nombre de collisions devient trop important, ce qui provoque une baisse du trafic sortant malgré l'augmentation du trafic entrant.

Il faut également noter que lorsque le trafic entrant est supérieur à 1, cela signifie que la disponibilité du médium n'est pas suffisante pour supporter tout le trafic. Dans ce cas les paquets entrants sont soit automatiquement supprimés, soit stockés pour être retransmis ultérieurement (*buffering*).

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord identifié, à l'aide du modèle OSI, les couches responsables de l'amélioration et de l'adaptation du lien : la couche PHY et la sous-couche MAC de la couche de liaison, afin de positionner, à l'échelle du réseau, des améliorations qui seront proposés dans la suite de cette thèse.

Ensuite, nous avons décrit les principales caractéristiques du canal radio sans-fil ainsi que la manière de les simuler. Connaître ces caractéristiques est essentiel lors de la conception de la couche PHY et de la couche MAC car elles impactent directement les performances du système et conditionnent ainsi le choix des techniques utilisées pour établir le lien radio. Nous avons alors décrit les principales fonctionnalités de la couche PHY pour comprendre comment les systèmes de communication luttent contre les dégradations générées par le canal radio. Plus particulièrement, nous avons détaillé le fonctionnement de la chaîne de communication OFDM SISO des systèmes Wi-Fi qui sera utilisée dans la suite de la thèse pour évaluer les gains apportés par les techniques développées.

Au niveau de la couche de liaison, et plus particulièrement de sa sous-couche MAC, nous avons présenté le principe de l'adaptation de lien, notamment les principales techniques utilisées dans le standard 802.11, ainsi que les principaux protocoles d'accès multiples permettant à plusieurs utilisateurs de partager un même canal de communication. Ces techniques seront perfectionnées dans le cadre de la thèse.

Le chapitre suivant dresse un panorama des techniques avancées permettant de réduire les niveaux des puissances émises : les techniques vertes.

Chapitre 2

Les techniques vertes

Sommaire

2.1 L'efficacité énergétique.....	26
2.1.1 Pourquoi a-t-on besoin des techniques vertes ?	26
2.1.2 Quelle métrique pour les techniques vertes ?	27
2.1.3 Amélioration de l'efficacité énergétique	28
2.2 Panorama des techniques vertes	30
2.2.1 Composants	30
2.2.2 Couche physique.....	31
2.2.3 Couche de liaison.....	31
2.2.4 Couches supérieures	31
2.2.5 Bilan.....	32
2.2.6 Les techniques étudiées	32
2.3 Les cas d'usages verts.....	33
2.3.1 La coordination multipoints.....	34
2.3.2 Le transfert rapide de session	34
2.3.3 Les réseaux hétérogènes multi-RAT.....	35
2.4 Les techniques de focalisation	36
2.4.1 Description.....	36
2.4.2 Système MU-MISO	37
2.4.3 Le Retournement Temporel.....	38
2.4.4 L' <i>Equal Gain Transmission</i>	40
2.4.5 Bilan.....	41
2.5 L'adaptation de lien multi-RAT.....	41
2.5.1 Principe.....	41
2.5.2 La métrique de Bilan de Liaison Verte.....	43
2.6 Conclusion	45

Dans ce chapitre, nous définissons l'efficacité énergétique ainsi que les degrés de liberté permettant son optimisation avant de dresser un aperçu des principales techniques vertes existantes. Au niveau de la couche PHY, on présente les techniques multi-antennes permettant de focaliser l'énergie et, au niveau de la couche de liaison, l'adaptation de lien multi-RAT (*Radio Access Technology*) qui permet de tenir compte des différentes techniques multi-antennes ainsi que de la diversité des technologies disponibles dans un même réseau. Puis, nous décrivons différents cas d'usages verts qui nous permettront de mettre en application les techniques développées dans les chapitres suivants. Enfin, nous étendons le principe de l'adaptation de lien vu dans le chapitre précédent au cas multi-RAT, c'est-à-dire, lorsque plusieurs interfaces de transmission sont disponibles.

2.1 L'efficacité énergétique

Un système efficace énergétiquement est un système pouvant transmettre un maximum d'information en consommant un minimum d'énergie. Les techniques vertes sont les procédés mis en œuvre pour augmenter cette efficacité énergétique. Dans cette section, nous expliquons pourquoi ces techniques ont récemment gagné en popularité, puis, nous définissons une métrique d'évaluation des techniques vertes et décrivons différents moyens d'optimiser l'efficacité énergétique.

2.1.1 Pourquoi a-t-on besoin des techniques vertes ?

Depuis quelques années, la quantité d'information circulant sur les réseaux de communication augmente de manière exponentielle en raison du développement des usages liés aux Technologies de l'Information et de la Communication (TIC). Dans le même temps, l'efficacité énergétique des systèmes a progressé linéairement grâce à l'amélioration des composants électroniques.

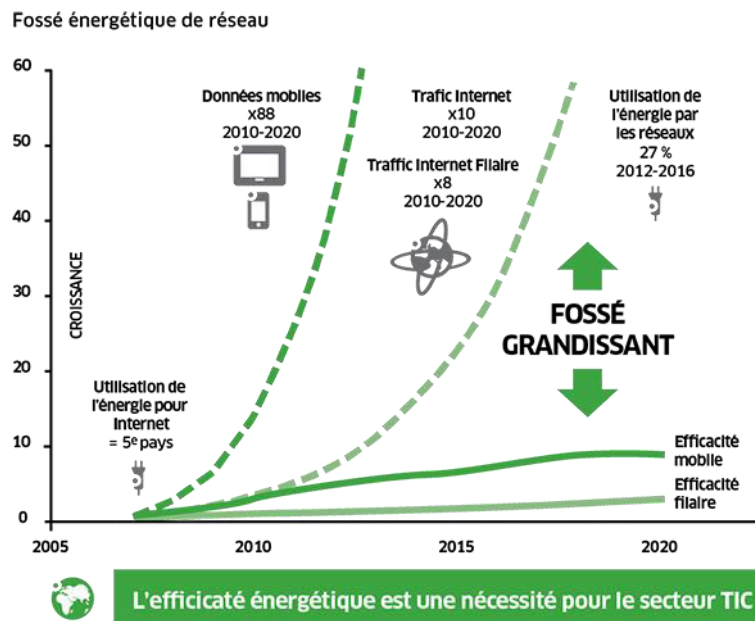


Figure 2-1 : Le fossé énergétique (Copyright © 2013 Alcatel-Lucent [17])

Ce phénomène, appelé fossé énergétique (Figure 2-1), est à l'origine de l'augmentation de l'empreinte carbone du secteur des TIC. En effet, en 2007, les TIC représentaient 2% du total des émissions de gaz carbonique et certaines prévisions annoncent que cette part sera de 4% en 2020 si on ne parvient pas à réduire l'écart entre l'évolution du trafic et l'amélioration de l'efficacité énergétique. Outre cet aspect écologique, ce phénomène contraint également les opérateurs tels qu'Orange à déployer plus d'infrastructures afin de gérer le trafic grandissant, ce qui a pour effet d'augmenter la facture énergétique.

De plus, le marché des systèmes des télécommunications semble dorénavant prendre une dimension écoresponsable à l'instar de l'industrie automobile comme l'a souligné le Professeur Luis Correia [18] : après avoir demandé plus de performances en termes de vitesse (en km/h pour les véhicules et en bits/s pour les équipements télécoms), le marché a évolué vers une demande de sécurité et d'économie.

Ainsi, si rien n'est fait pour améliorer l'efficacité énergétique des systèmes de la prochaine génération (5G), le secteur des télécommunications risque une crise majeure (à moins que l'augmentation exponentielle du trafic de données ne subisse un coup d'arrêt comme le suggère [19], mais cela ne ferait que donner un répit de courte durée).

La prise de conscience de ces risques écologiques et économiques a créé un regain d'intérêt du monde des TIC pour les techniques vertes et est à l'origine, notamment, de la création du consortium GreenTouch, des projets européens EARTH (*Energy Aware Radio and neTwork tecHnologies*) et 5GrEEen et du projet de l'agence nationale de la recherche française TRIMARAN (Time Reversal MIMO OFDM green communicAtions based on micRo-structured ANtenna Arrays).

Le consortium GreenTouch™ a pour objectif de « délivrer l'architecture (bout en bout), les spécifications et la feuille de route nécessaires à l'amélioration de l'efficacité énergétique d'un facteur 1000 (relativement aux niveaux actuels) » des réseaux de communication et de réduire leur consommation énergétique de 90% d'ici 2020 (par rapport à 2010) [20].

Le projet 5GrEEen « se concentre sur les aspects énergétiques de la 5G dans le but de réduire la consommation » et travaille conjointement avec le projet européen METIS (*Mobile and wireless communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society*) qui a pour objectif de « définir la prochaine génération (5G) des systèmes de télécommunication à l'horizon 2020 » [21].

Le projet EARTH, terminé en 2012, avait pour objectif de « réduire significativement la consommation de puissance des réseaux cellulaires en fournissant des solutions applicables au niveau des composants, de la couche physique et de la couche de liaison » [22].

Le projet TRIMARAN, terminé mi-2014, avait pour objectif de « réaliser un réseau à faible complexité et forte efficacité énergétique, basé sur un large spectre, une forte densité, des antennes micro-structurées, le retournement temporel, le MIMO et l'OFDM » [23].

2.1.2 Quelle métrique pour les techniques vertes ?

Le but poursuivi par le consortium GreenTouch™ et les différents projets ([20], [22], [21] et [23]) est le même : améliorer l'efficacité énergétique, c'est-à-dire diminuer la puissance consommée par les systèmes pour un service identique. Cependant, plusieurs métriques répondent à la définition du terme « efficacité énergétique » [24].

L'efficacité énergétique statique EE_{stat} (exprimée en %) est le rapport entre la puissance transmise P_t (en W) dans le milieu et la puissance fournie à l'équipement P_f (en W) :

$$EE_{stat} = \frac{P_t}{P_f} \quad (2-1)$$

L'efficacité énergétique dynamique EE_{dyn} (exprimée en bit/s/W ou bit/J) est le rapport entre la quantité d'information transmise $Data$ (en bit) et la puissance consommée par l'équipement pendant la durée de mesure T (en s) :

$$EE_{dyn} = \frac{Data}{T \cdot P_f} \quad (2-2)$$

L'efficacité énergétique de lien EE_{lien} (exprimée en bit/s/W ou bit/J) est le rapport entre la capacité C du lien⁸ (en bit/s), et la puissance consommée par l'équipement :

$$EE_{lien} = \frac{C}{P_f} \quad (2-3)$$

⁸ La capacité $C = W \cdot \log_2(1 + SNR)$ correspond au débit maximum atteignable sur le lien SISO.

L'efficacité énergétique réseau EE_{res} (exprimée en bit/s/W) est le rapport entre la densité de trafic des utilisateurs d_{trafic} (en bit/s/km²) et la densité des stations de base d_{BS} (en nombre de stations par km²) par la consommation P_{BS} (en W) d'une station :

$$EE_{res} = \frac{d_{trafic}}{d_{BS} \cdot P_{BS}} \quad (2-4)$$

Parce-que l'efficacité énergétique statique ne représente qu'un rendement de puissance et ne tient pas compte de la quantité d'information transmise par l'équipement il est impossible d'évaluer l'impact des améliorations sur le service à l'aide de cette métrique. De plus, cette thèse s'intéresse aux techniques relatives au lien radio, aussi par manque d'informations spécifiques aux couches supérieures à la couche de liaison nous ne pouvons pas évaluer l'efficacité énergétique réseau.

La formule (2-3) montre que l'efficacité énergétique de lien se base sur la capacité du lien. En pratique, cette capacité n'est pas atteinte en raison des imperfections de la couche physique. L'efficacité énergétique de lien est en réalité la borne supérieure de l'efficacité énergétique dynamique. En effet, le rapport $Data/T$ est assimilable au débit utile délivré au niveau du lien.

Par exemple, dans le cas de la technologie Wi-Fi [4], un système utilisant une bande de transmission de 80 MHz et ayant un SNR disponible de 5 dB a une capacité de 164,6 Mbps pour un canal AWGN. Le système présenté au chapitre précédent peut atteindre un débit utile maximum de 58,5 Mbps pour un SNR de 5 dB et une bande de transmission de 80 MHz (cf. Figure 1-13). De plus, lors de ce calcul, on ne prend pas en compte les temps d'attente entre les trames de données, ni les champs d'informations (header et queue). En pratique, le débit utile moyen au niveau du lien ($Data/T$) est encore plus faible comme illustré sur la Figure 2-2 :

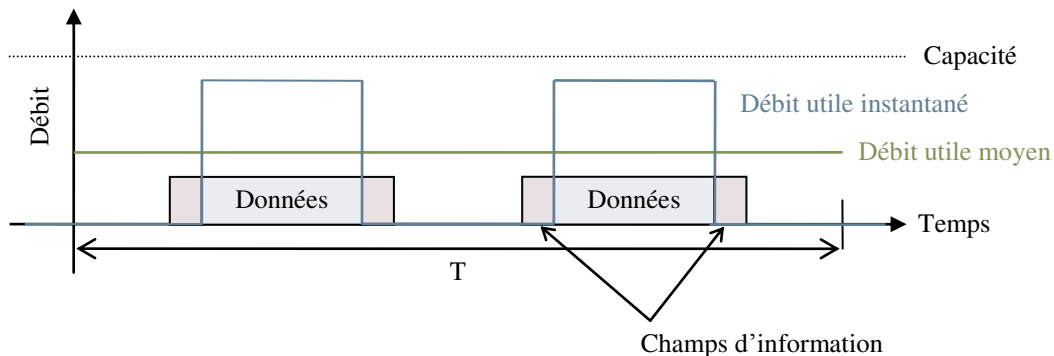


Figure 2-2 : Différence entre capacité, débit utile instantané et débit utile moyen au niveau du lien

La métrique la plus précise pour l'observation de l'efficacité énergétique au niveau du lien est donc l'efficacité énergétique dynamique, car, contrairement à l'efficacité énergétique de lien, elle permet de prendre en compte les dégradations de la couche PHY (écart entre la capacité et le débit utile instantané maximum) ainsi que les dégradations de la couche MAC (écart entre les trames de données et taille des champs d'information).

2.1.3 Amélioration de l'efficacité énergétique

Bien que l'efficacité énergétique de lien soit moins précise que l'efficacité énergétique dynamique, son étude permet d'identifier quelques facteurs d'amélioration du système. Dans cette section on s'intéresse d'abord à l'amélioration de l'efficacité énergétique de lien avant d'étendre les conclusions à l'efficacité énergétique dynamique.

La puissance fournie à l'équipement P_f peut être séparée en deux parties : la puissance P_c consommée par les composants électroniques réalisant les opérations de traitement du signal et la puissance de transmission P_t rayonnée dans le milieu de propagation. Les différentes puissances sont alors liées par la relation suivante :

$$P_f = P_c + P_t \quad (2-5)$$

De plus, la capacité C peut s'exprimer de la manière suivante :

$$C = W \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{W \cdot N_0} \right) \quad (2-6)$$

avec N_0 la densité spectrale monolatérale du bruit et P_r la puissance reçue.

On peut alors développer l'équation (2-3) :

$$EE_{lien} = \frac{W}{P_c + P_t} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{W \cdot N_0} \right) \quad (2-7)$$

En utilisant la formule (1-5), on obtient :

$$EE_{lien} = \frac{W}{P_c + P_t} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{P_t \cdot G_t \cdot G_r}{W \cdot N_0 \cdot PL} \right) \quad (2-8)$$

Si on considère les différents paramètres comme indépendants, on peut évaluer séparément leur influence :

- Si P_c , N_0 et PL ⁹ augmentent, η_{max} diminue.
- Si G_t et G_r augmentent, η_{max} augmente.

L'influence des paramètres W et P_t nécessite une analyse plus approfondie des variations de η_{max} en fonction des variations de W et P_t . Néanmoins, il est possible d'approximer ces influences en traçant l'évolution de η_{max} après avoir fixé les valeurs des autres paramètres.

Par exemple, en réalisant les approximations suivantes¹⁰ correspondant à une transmission Wi-Fi à 5 GHz :

- P_c est négligeable devant P_t
- $G_t = G_r = 0 \text{ dB}$
- $N_0 = 3,55 \cdot 10^{-20} \text{ W/Hz}$
- $PL = 60,4 \text{ dB}$

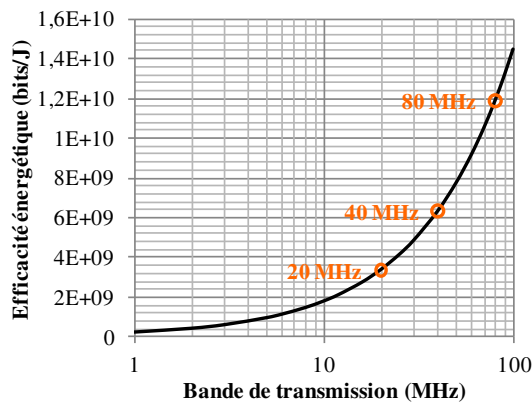


Figure 2-3 : Influence de W pour $P_t = 20 \text{ dBm}$

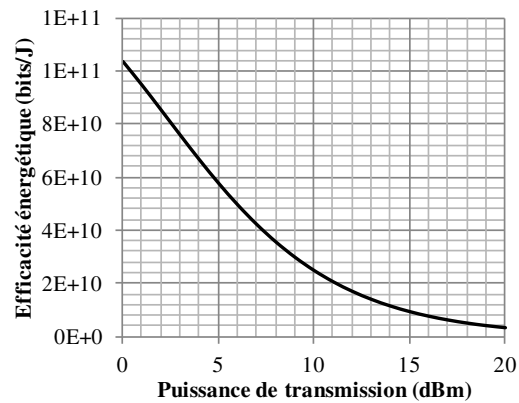


Figure 2-4 : Influence de P_t pour $W = 80 \text{ MHz}$

⁹ Généralement PL augmente quand d augmente et diminue quand λ augmente.

¹⁰ La valeur de N_0 est extrapolée de l'analyse réalisée dans [65] et la valeur de PL correspond aux pertes de propagation en espace libre à une distance $d = 5 \text{ m}$ lorsque $\lambda = 6 \text{ cm}$.

Pour évaluer l'influence de W on fixe $P_t = 20 \text{ dBm}$. On obtient alors l'évolution représentée sur la Figure 2-3. L'efficacité énergétique augmente avec la bande de transmission.

Pour évaluer l'influence de P_t on fixe $W = 80 \text{ MHz}$. On obtient alors l'évolution représentée sur la Figure 2-4. L'efficacité énergétique diminue lorsque la puissance de transmission augmente.

Le document [23] procède à une analyse similaire et parvient à la conclusion qu'il existe quatre degrés de libertés permettant d'améliorer l'efficacité énergétique :

- 1 **Densifier le réseau**, ce qui réduit généralement les pertes de propagation PL .
- 2 **Augmenter la taille de la bande transmission W** .
- 3 **Diminuer la puissance de transmission P_t** . Cependant, lorsqu'on diminue P_t , on engendre une diminution de la capacité C et donc de l'efficacité spectrale $\mu = C/W$. Il y a alors un compromis à faire entre efficacité énergétique et efficacité spectrale. Dans la littérature, on retrouve de nombreuses études de ce compromis pour différents systèmes [25] [26] [27].
- 4 **Sélectionner l'interface de transmission adéquate**. Car si plusieurs technologies sont disponibles, chacune possède une efficacité énergétique qui lui est propre (les paramètres considérés dépendent de la technologie utilisée).

Pour une même technologie, on peut également disposer des solutions suivantes :

- 5 **Améliorer les composants électroniques**, pour réduire la puissance P_c , réduire le facteur de bruit (et ainsi N_0) et améliorer les gains G_t et G_r lorsqu'il s'agit d'antennes.
- 6 **Eteindre les composants lorsqu'ils sont inutilisés** (réduction de P_c).
- 7 **Changer la fréquence porteuse** pour réduire les pertes de propagation PL .

En considérant maintenant l'efficacité énergétique dynamique, les solutions propres à augmenter la quantité de données transmises pendant la période d'observation permettent également une amélioration du système, notamment :

- 8 **Améliorer les algorithmes de traitement du signal** pour rapprocher le débit utile instantané de la capacité théorique du lien (amélioration des codes correcteurs, égalisation en réception, précodage, annulation de l'interférence...).
- 9 **Augmenter le temps utile de transmission au niveau de la couche MAC** (réduction des champs d'information et/ou du temps d'attente entre deux trames de données).

2.2 Panorama des techniques vertes

Cette section décrit les principales techniques vertes existantes, notamment celles étudiées au sein du consortium GreenTouch™ [20] et des projets EARTH [22], 5GrEEn [21] et TRIMARAN [23] ainsi que celles présentées lors du premier atelier international sur l'optimisation verte des réseaux sans-fil : GROWN (*G*Reen *O*ptimized *W*ireless *N*etworks). Ces techniques sont classées en fonction de leur niveau d'application.

2.2.1 Composants

Pour améliorer l'efficacité énergétique des systèmes, on cherche d'abord à améliorer le rendement énergétique des composants soit en réduisant les pertes, soit en mettant en veille les composants inutilisés ou bien en optimisant le fonctionnement des composants.

La réduction des pertes permet de diminuer la consommation des composants. Le document [22] présente des techniques permettant de réduire les pertes des éléments ayant un rendement énergétique faible comme l'amplificateur de puissance et certaines antennes.

La mise en veille des composants inutilisés permet également de diminuer leur consommation. Le problème majeur de cette technique est le temps de réaction nécessaire au composant pour retrouver son fonctionnement optimal après une période de veille. On retrouve plusieurs techniques permettant de gérer efficacement la veille [22] [21], notamment en utilisant les informations provenant des couches supérieures pour prévoir quand activer/désactiver les composants.

L'optimisation du fonctionnement des composants correspond à les utiliser dans leur zone de fonctionnement optimal (lorsque leur rendement énergétique est le meilleur). On ne diminue pas directement leur consommation, mais la quantité d'énergie utile est maximisée. Pour cela, [22] propose d'adapter le signal aux caractéristiques des composants (notamment à celles de l'amplificateur de puissance), d'utiliser des composants pouvant s'adapter à la quantité d'information à transmettre, ou encore, de changer les composants en cours de fonctionnement (sélection dans une panoplie de composants aux caractéristiques différentes). Cette solution a également besoin d'informations provenant des couches supérieures, et peut nécessiter un travail de mise en forme du signal effectué par la couche physique. Une des techniques les plus prometteuses dans ce domaine est la *réduction du PAPR* (*Peak-to-Average Power Ratio*) [28] qui permet d'adapter le signal pour maximiser le rendement énergétique de l'amplificateur de puissance lorsque l'on utilise la technique OFDM.

2.2.2 Couche physique

Au niveau de la couche physique, on retrouve deux pistes majeures : l'adaptation du signal aux conditions extérieures et la focalisation spatiale.

L'adaptation du signal aux conditions extérieures rejoint la technique évoquée précédemment pour les composants. On retrouve dans [22] une technique permettant d'adapter la bande de transmission en fonction du trafic, ainsi qu'une autre permettant d'adapter la bande de transmission aux conditions de propagation (à l'instar de techniques telles que le *bit loading* [29] et le *water-filling* [2]).

La focalisation spatiale est une des pistes majeures d'optimisation pour les futurs systèmes, on retrouve cette technique dans [20], [22] et [23]. En effet, si on parvient à concentrer l'énergie transmise sur l'utilisateur, on réduit les pertes dues à la propagation des ondes vers des positions inutiles ce qui a pour conséquence de réduire les interférences générées par le système. La focalisation spatiale peut-être réalisée à l'aide d'antennes reconfigurables qui ont la capacité de modifier leur diagramme de rayonnement ou grâce à certaines techniques MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) (cf. 2.4). L'utilisation de réseaux d'antennes avec ces techniques est préconisée par le consortium GreenTouch™ et les projets présentés en 2.1.1 pour augmenter les performances de la focalisation.

2.2.3 Couche de liaison

Au niveau de la couche de liaison, on retrouve deux pistes principales : la réduction du nombre de trames et le multi-RAT.

La diminution du nombre de trames permet de désencombrer le lien radio. Pour cela on peut utiliser des techniques de retransmission avancées [22] [30] ou diminuer le nombre de trames de signalisation, par exemple en réalisant un compromis entre l'estimation du canal et la qualité du beamforming [22] ou en attendant d'avoir une certaine quantité de données avant de déclencher une transmission [31].

Le multi-RAT [20] consiste à sélectionner l'interface de transmission disponible correspondant le mieux au service désiré selon un critère d'optimisation (tel que l'efficacité énergétique). Ce procédé sera détaillé en 2.3.3 et 2.5.

2.2.4 Couches supérieures

Au niveau des couches supérieures, on retrouve deux solutions majeures : la séparation du réseau des données et de la signalisation et les réseaux hétérogènes.

La séparation des données et de la signalisation est commune à [20], [22] et [21] et consiste à créer deux réseaux distincts : l'un chargé de la signalisation (identification, attribution des ressources...) et l'autre chargé du transfert des données. Ainsi, il serait possible d'éteindre temporairement les parties inutilisées du réseau de données (plus consommatrices que la signalisation) tout en conservant la signalisation.

Les réseaux hétérogènes [20] [21] sont constitués de cellules de tailles différentes et peuvent ainsi évoluer (allumage/extinction de certaines cellules) en fonction du trafic. Ainsi, on peut augmenter la densité du réseau (et donc améliorer l'efficacité énergétique). On retrouve des techniques permettant la gestion de l'énergie et du trafic pour de tels réseaux dans [31] et [32].

2.2.5 Bilan

Le Tableau 1-1 dresse un bilan des techniques décrites ci-dessus et fait correspondre chaque technique à la solution correspondante de la partie 2.1.3.

Niveau	Technique	Solution (cf. 2.1.3)
Composants	Réduire les pertes	Améliorer les composants (5)
	Mettre en veille	Eteindre les composants inutilisés (6)
	Optimiser le fonctionnement	Améliorer les composants (5) Améliorer le traitement du signal (8)
Couche physique	Adaptation du signal aux conditions extérieures	Améliorer le traitement du signal (8)
	Focalisation spatiale	Améliorer le traitement du signal (8)
Couche de liaison	Diminution du nombre de trames	Augmenter le temps utile de transmission (9)
	Multi-RAT	Sélectionner l'interface de transmission (4)
Couches supérieures	Séparation des données et de la signalisation	Eteindre les composants inutilisés (6) Améliorer le traitement du signal (8) Augmenter le temps utile de transmission (9)
	Réseaux hétérogènes	Densifier le réseau (1) Eteindre les composants inutilisés (6)

Tableau 2-1: Bilan des techniques vertes présentées et correspondance avec les solutions de la partie 2.1.3.

On remarque que les solutions préconisant une augmentation de la bande de transmission (2), une diminution de la puissance transmise (3) et un changement de la fréquence porteuse (7) ne sont pas attribuées. En effet, la régulation définit généralement la bande de transmission disponible ainsi que la fréquence porteuse, il est ainsi difficile de faire varier ces paramètres. Cependant, grâce au multi-RAT on peut sélectionner la technologie qui possède les meilleures caractéristiques (notamment en termes de bande de transmission et de fréquence porteuse).

La réduction de la puissance de transmission est généralement une conséquence de l'optimisation. Car seule, la réduction de la puissance de transmission a pour effet de diminuer la capacité du système et engendre une dégradation des performances. Les améliorations permettent donc soit : d'augmenter les performances pour une même puissance de transmission, soit, de diminuer la puissance de transmission en conservant les mêmes performances.

2.2.6 Les techniques étudiées

Dans le cadre de cette thèse, on s'intéresse à l'optimisation et l'adaptation du lien radio sans-fil, on se concentre donc sur les techniques de la couche physique et de la couche de liaison. De plus, on suppose que l'évolution naturelle des composants va réduire la part de puissance consommée par les composants et la rendre négligeable devant les niveaux de puissance rayonnée. Ainsi on cherchera d'abord à réduire la puissance de transmission.

Les prévisions d'augmentation du trafic d'information se basent sur une augmentation drastique du nombre d'objets interconnectés et de la quantité de données. Ainsi, les techniques développées doivent pouvoir être applicables à des systèmes composés d'une multitude de récepteurs à faible complexité (on imagine que la plupart des petits objets connectés ne seront pas équipés de récepteurs avancés). On cherche donc des techniques ayant les caractéristiques suivantes :

- Être applicable au niveau du lien radio
- Consommer le moins possible de puissance de transmission
- Être de complexité moindre
- Ne pas nécessiter de modification du récepteur

Ainsi, les techniques retenues pour la thèse sont :

- **Les techniques de focalisation spatiale** : on s'intéresse aux techniques de focalisation avec connaissance du canal à l'émission pour combiner les deux techniques vertes de la couche physique (Tableau 2-1). Ces techniques sont applicables sans modification des récepteurs et en MISO (*Multiple-Input Single Output*) pour garantir que le récepteur garde une complexité faible.
- **L'adaptation de lien multi-RAT** : on améliore l'efficacité énergétique du système en tenant compte des temps d'accès au canal de communication en s'appuyant sur une technique d'adaptation multi-RAT existante (brevetée par Orange [33]) présentée dans la thèse [34] et à l'aide d'un mécanisme novateur (breveté au cours de la thèse : [Brevet]) et complémentaire du précédent, que l'on pourra combiner à d'autres mécanismes existants d'adaptation de lien.

Une attention particulière est portée à la complexité des systèmes car la mise en place de techniques complexes permettant de réduire la puissance transmise peut générer une augmentation de la consommation des composants. De plus, lors de l'utilisation de techniques multi-antennes, on veille à limiter le nombre d'antennes de transmission car ces techniques nécessitent de dupliquer certains éléments très consommateurs de courants tels que les amplificateurs de puissance (qui représentent 50 à 80% de la consommation énergétique d'une station de base [35]) ce qui peut provoquer une augmentation de la consommation statique des systèmes actuels contrebalançant les améliorations obtenues [36].

L'émergence des techniques vertes se traduit par l'apparition de nouveaux sujets de recherche (donc de thèse). Certains aspects non développés ici le sont dans des thèses hébergées par Orange ou par des organismes partenaires et sont complémentaires de celle-ci :

- Les aspects de consommation des blocs de traitement du signal de la chaîne de transmission LTE sont étudiés par Jordan Lorandel (INSA/IETR) dans le cadre d'un contrat de recherche externe.
- Les aspects de consommation des blocs de traitement du signal de la chaîne de transmission Wi-Fi sont étudiés au sein d'Orange Labs par Wissem Benali.
- Les techniques de focalisation utilisant un grand nombre d'antennes (*Massive MIMO*) sont étudiées par Antoine Rozé au sein de l'Institut de Recherche Technologique B-com (dont Orange est un membre fondateur).

2.3 Les cas d'usages verts

Afin de valider le caractère vert d'une technique, il est nécessaire de l'étudier dans le cadre d'une situation réaliste. C'est pourquoi plusieurs cas d'usages ont été définis qui combinent différentes interfaces et modes au sein d'un même terminal et stations de base [37] [38]: la coordination multipoints (CoMP, *Coordinated MultiPoint*) [39] qui utilise la technique de focalisation spatiale pour diminuer l'interférence inter-cellules, le transfert rapide de session (FST, *Fast Session Transfer*) [7] et les réseaux hétérogènes (HetNet, *Heterogeneous Networks*) multi-RAT. Ces cas d'usage ont fait l'objet de contributions à GreenTouch™ [37] [38] et sont proposés dans les projets METIS et MiWEBA pour spécifier les réseaux multi-RAT HetNets.

2.3.1 La coordination multipoints

Le CoMP [39] [40] est une technique issue du LTE-A permettant de réduire l'interférence entre cellules grâce à la coordination des transmissions sur le lien descendant entre plusieurs stations de bases (eNode B en LTE) ou entre une station de base et des répéteurs (RRE, *Remote Radio Equipment*). Le CoMP comporte deux modes de fonctionnement : la planification coordonnée/formation de faisceaux coordonnée (CS/CB, *Coordinated Scheduling/Coordinated Beamforming*) et le traitement commun (Figure 2-5). Ainsi, les techniques de focalisation développées au cours de la thèse pourront être appliquées dans le cadre du CoMP, et plus particulièrement pour le CS/CB.

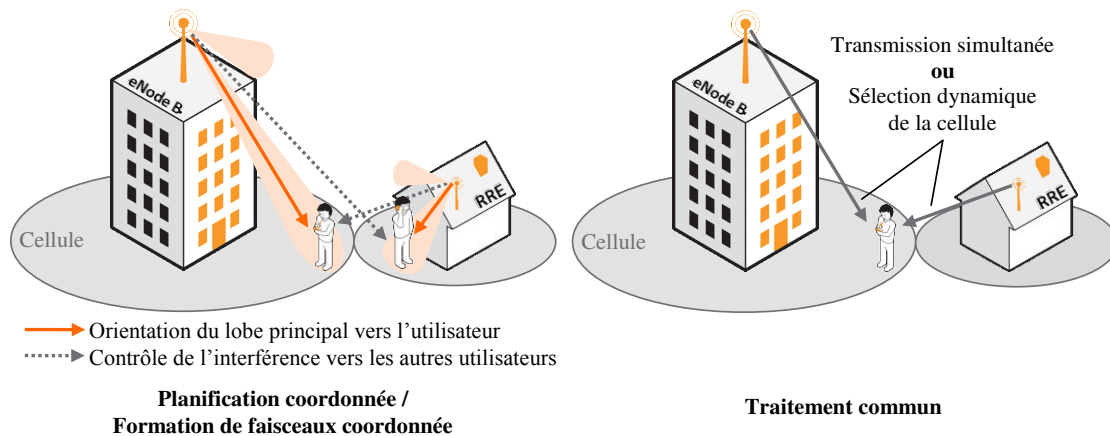


Figure 2-5 : CoMP

En mode planification coordonnée/formation de faisceaux coordonnée lorsqu'une station transmet vers un utilisateur, elle focalise le signal vers cet utilisateur tout en contrôlant l'interférence générée vers les autres utilisateurs.

En mode traitement commun soit toutes les stations transmettent simultanément en utilisant les mêmes ressources, soit on sélectionne dynamiquement la meilleure station (en fonction de l'interférence).

2.3.2 Le transfert rapide de session

Le FST est un mécanisme décrit dans l'amendement ad [7] du standard IEEE 802.11 [4]. Il permet à une station de transférer une session d'un canal de communication à un autre. Le protocole de transition est constitué de 4 étapes (Figure 2-6) :

- 1- La station désirant changer de canal de communication envoie une *demande d'initialisation du FST* à son interlocutrice contenant un décompte (LLT, *Link Loss Timeout*) ainsi que le nouveau canal de communication.
- 2- La station recevant la demande répond par une *acceptation de l'initialisation du FST*, les deux stations attendent alors la *fin du décompte LLT* avant de changer de canal (si le décompte est nul dans la requête, la transition est immédiate).
- 3- Après la transition, la première station envoie une *demande de confirmation de transition à son interlocutrice*.
- 4- Si la seconde station répond par une *confirmation de transition* ou qu'une trame est correctement transmise sur le nouveau canal (sauf trame d'annulation du FST), alors la transition est confirmée.

A tout moment, une des stations peut demander l'annulation du FST.

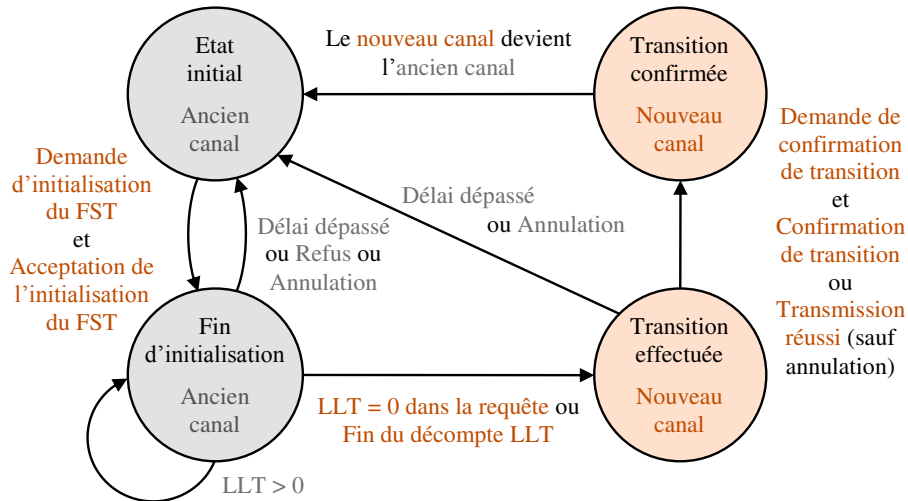


Figure 2-6 : Etapes du FST

Le principe du FST peut être étendu à d'autres technologies et utilisé en tant que technique verte. Par exemple, [37] et [38] décrivent une extension du FST utilisant des métriques de qualité pour sélectionner le mode de transmission le plus efficace énergétiquement entre des interfaces sans-fil fonctionnant autour de 5 GHz et 60 GHz. Le FST étendu permet de réaliser un transfert sans coutures (non perceptible par l'utilisateur) entre deux technologies.

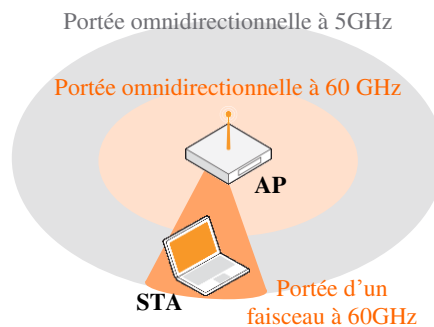


Figure 2-7 : Cibler et adresser une station grâce au FST

Autre exemple, la Figure 2-7 montre comment on peut combiner le FST et la focalisation spatiale : on localise la station grâce à la portée omnidirectionnelle du point d'accès dans la bande des 5 GHz, puis, après FST, on focalise sur la station dans la bande des 60 GHz.

2.3.3 Les réseaux hétérogènes multi-RAT

Ce dernier cas d'usage considère un réseau constitué de cellules de différentes tailles (HetNet) dans lesquelles cohabitent plusieurs technologies (multi-RAT) [37] [38]. Les deux cas d'usages précédents sont compatibles avec le multi-RAT HetNet : le CoMP permet de réduire l'interférence dans le réseau HetNet, et le FST peut être intégré dans une architecture multi-RAT limitée au basculement entre des réseaux bénéficiant du Wi-Fi label.

Toutes les techniques vues précédemment (cf. 2.2) sont applicables au multi-RAT HetNet, y compris la séparation des données et de la signalisation. Le réseau de signalisation peut être porté par la technologie ayant la meilleure couverture radio et se chargera de réveiller les équipements destinés à la transmission de données.

Les scénarios de GreenTouch™ [37] [38] combinent à la fois le FST, le CoMP et les métriques d'adaptation de lien multi-RAT [33] [34] dans un réseau HetNet.

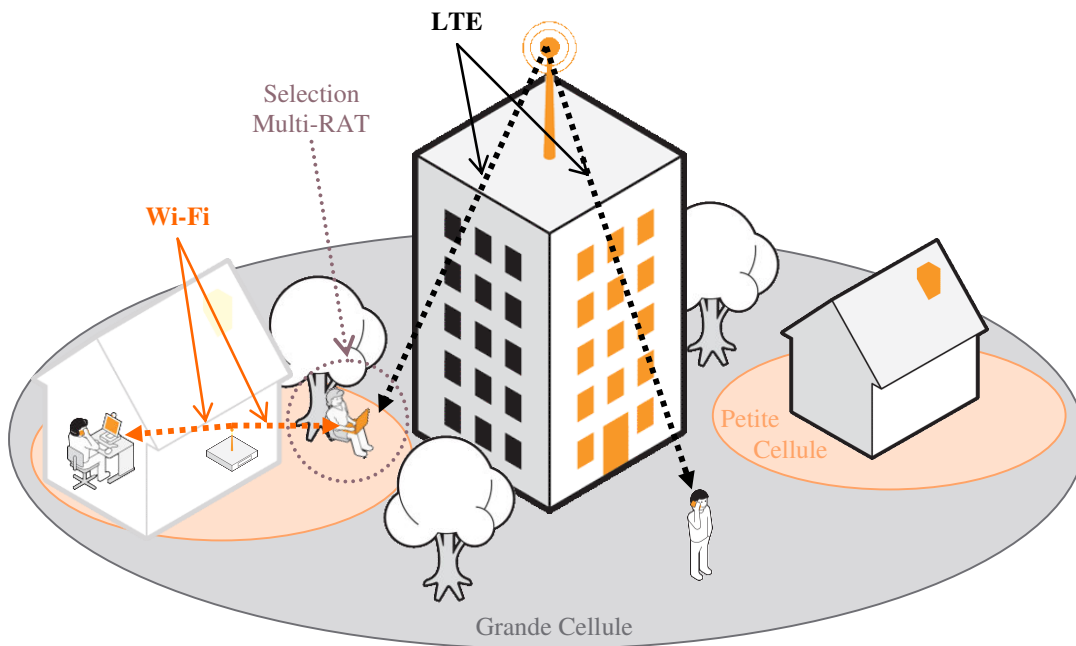


Figure 2-8 : Multi-RAT HetNet

2.4 Les techniques de focalisation

La focalisation spatiale est une des solutions les plus prometteuses pour les techniques vertes car elle évite de gaspiller la puissance de transmission en émettant dans des directions inutiles tout en limitant l'interférence générée par la transmission. Dans cette section, on s'intéresse aux techniques MISO permettant de focaliser spatialement sur un utilisateur.

2.4.1 Description

Historiquement, pour focaliser le signal transmis sur l'utilisateur, on utilisait plusieurs antennes d'émission que l'on déphasait de manière à modifier le diagramme de rayonnement du système pour former un faisceau vers l'utilisateur (Figure 2-9) [41]. Cette technique ne nécessite ni la connaissance du canal de propagation ni la modification du récepteur. Cependant, il est difficile de discriminer deux utilisateurs proches ou alignés.

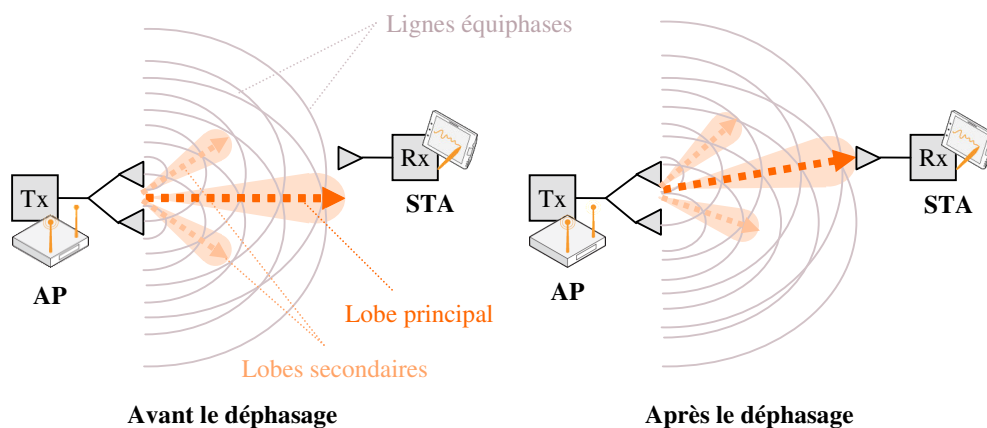


Figure 2-9 : Formation de faisceaux par déphasage des antennes

Dans le cadre de cette thèse, on s'intéresse aux techniques multi-antennes permettant d'obtenir la focalisation spatiale en MISO. Le document [42] recense six principales techniques multi-antennes : le SVD (*Singular Value Decomposition*, également appelé *Eigen Beamforming*), le MRT (*Maximum Ratio Transmission*), l'EGT (*Equal Gain Transmission*), le multiplexage spatial en boucle ouverte, le codage espace-temps d'Alamouti et le Retournement Temporel (RT).

Cependant, seuls le MRT, l'EGT et le RT permettent de bénéficier de la focalisation spatiale dans le cas du système MU-MISO défini dans la section suivante. Bien que le SVD soit souvent appelé *beamforming* (formation de faisceaux), en réalité il ne permet pas d'isoler spatialement les utilisateurs, comme montré dans l'Annexe B.

2.4.2 Système MU-MISO

Un système MU-MISO est un système composé d'un point d'accès AP ayant plusieurs antennes de transmission et de plusieurs stations STA ayant chacune une antenne de réception. Ce modèle est représentatif d'un réseau composé d'une multitude de petits dispositifs à faible complexité connecté à un même point d'accès.

Le système MU-MISO se définit par les paramètres suivants :

- N_t le nombre d'antennes de transmission de l'émetteur (Tx) du point d'accès
- N_r le nombre de stations réceptrices (Rx) ayant chacune une antenne de réception
- N_{ss} le nombre de flux spatiaux transmis par le point d'accès

Ce système est noté (N_t, N_r, N_{ss}) et s'écrit mathématiquement :

$$Y = H \cdot X + Z \quad (2-9)$$

avec :

- Y le vecteur $(N_r, 1)$ des signaux reçus
- H la matrice (N_r, N_t) du canal
- X le vecteur $(N_t, 1)$ des signaux émis
- Z le vecteur $(N_r, 1)$ du bruit

Le vecteur S $(N_{ss}, 1)$ des flux spatiaux est relié au vecteur X par la formule

$$X = P \cdot S \quad (2-10)$$

avec P la matrice de précodage.

L'ensemble du système s'écrit donc :

$$Y = H \cdot P \cdot S + Z \quad (2-11)$$

ou encore :

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r 1} & \cdots & h_{N_r N_t} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_{11} & \cdots & p_{1N_{ss}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ p_{N_t 1} & \cdots & p_{N_t N_{ss}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{N_{ss}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_{N_r} \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

La Figure 2-10 donne l'exemple d'un système MU-MISO (2,2,2).

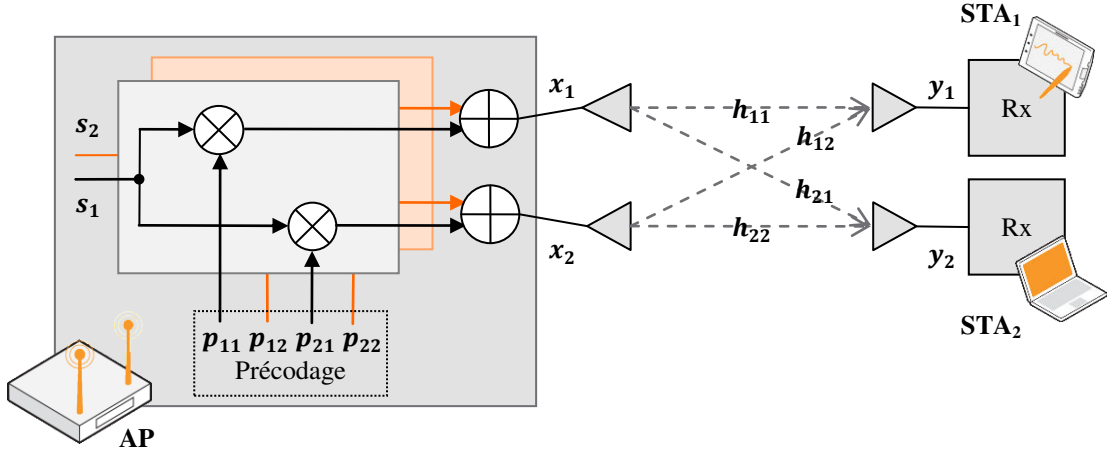


Figure 2-10 : Système MU-MISO (2,2,2)

En développant (2-12) on peut déterminer l'expression du signal y_i reçu par la station STA_i :

$$y_i = \sum_{j=1}^{N_t} \left[\sum_{k=1}^{N_{ss}} s_k \cdot p_{jk} \right] \cdot h_{ij} + z_i \quad (2-13)$$

Si maintenant on considère que $N_{ss} = N_r$ et que chaque flux spatial s_i est destiné à la station STA_i , on peut exprimer (2-13) en trois parties : le signal utile, l'interférence inter-utilisateurs (notée CTI, de l'anglais *Cross-Talk Interference*) et le bruit.

$$y_i = \underbrace{\left[\sum_{j=1}^{N_t} p_{ji} \cdot h_{ij} \right]}_{\text{Signal utile}} \cdot s_i + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq i}^{N_{ss}} \left[\sum_{j=1}^{N_t} p_{jk} \cdot h_{ij} \right]}_{\text{Interférence}} \cdot s_k + \underbrace{z_i}_{\text{Bruit}} \quad (2-14)$$

2.4.3 Le Retournement Temporel

Le RT est une technique adaptée du domaine des ondes acoustiques [43] au domaine des ondes électromagnétique [44]. Depuis elle a été utilisée conjointement à de nombreuses techniques, dont l'OFDM [42] [45], et est perçue comme une technique prometteuse pour les communications vertes [46].

Son application se déroule en deux étapes : le sondage de canal et la focalisation. Lors de l'étape de sondage, la station émettrice estime l'état du canal propagation sur le lien montant. Ensuite, pendant l'étape de focalisation, la station émettrice utilise une version retournée temporellement de l'estimation du canal pour traiter le signal destiné à l'utilisateur. Ainsi, sur le lien descendant, les ondes électromagnétiques se propagent de manière inversée : les différents trajets sont parcourus à l'envers et s'additionnent de manière cohérente au niveau de l'utilisateur. Ainsi le RT ne fonctionne correctement qu'en TDD lorsque le canal est réciproque. Cependant il existe une technique permettant d'utiliser le RT en FDD [47].

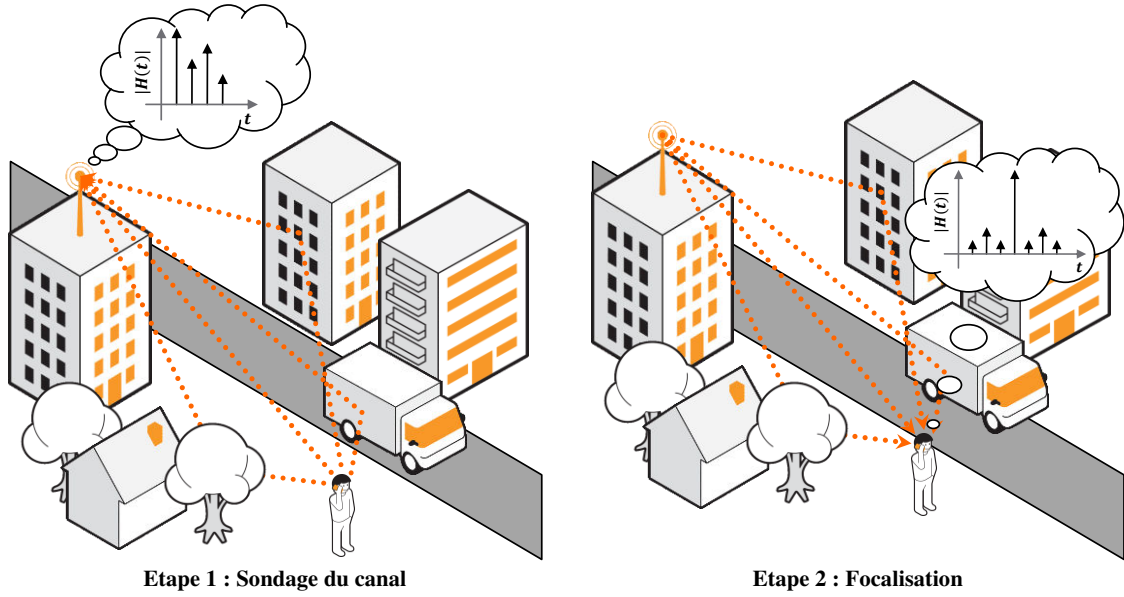


Figure 2-11 : Les deux étapes du retournement temporel

Dans le domaine temporel, on utilise un filtre de retournement temporel pour traiter le signal au niveau de l'émetteur. Ce filtre s'obtient en inversant l'échelle des retards de la CIR puis en la conjuguant. Le signal reçu par l'utilisateur est alors :

$$y(t) = x(t) \otimes \underbrace{h^*(t, \tau_{max} - \tau)}_{\text{Filtre RT}} \otimes h(t, \tau) + z(t) \quad (2-15)$$

Ce qui correspond à une transmission classique sur un canal équivalent de réponse impulsionnelle (CIR) h_{eq}

$$h_{eq}(t, \tau) = h^*(t, \tau_{max} - \tau) \otimes h(t, \tau) = R_h(t, \tau) \quad (2-16)$$

où $R_h(t, \tau)$ représente la fonction d'autocorrélation de la CIR du canal original.

Dans le domaine fréquentiel, la fonction de transfert (CTF) du canal équivalent est alors :

$$H_{eq}(t, \tau) = FT_{\tau}\{h_{eq}(t, \tau)\} = |H(t, f)|^2 \quad (2-17)$$

Pour réaliser le RT dans le domaine fréquentiel, il faut alors multiplier le signal par la CTF conjuguée (puisque $X \cdot X^* = |X|^2$).

Si on applique le RT au système MU-MISO de la section précédente, on trouve que le vecteur des signaux reçus Y s'exprime

$$Y = H \cdot H^H \cdot S + Z \quad (2-18)$$

où la matrice de précodage P est H^H la matrice adjointe (conjuguée hermitienne) de H .

$$P = H^H = \begin{bmatrix} h_{11}^* & \cdots & h_{N_r 1}^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1 N_t}^* & \cdots & h_{N_r N_t}^* \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

L'équation (2-14) devient alors

$$y_i = \underbrace{\sum_{j=1}^{N_t} |h_{ij}|^2 \cdot s_i}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq i}^{N_{ss}} \left[\sum_{j=1}^{N_t} h_{kj}^* \cdot h_{ij} \right]}_{\text{Interférence}} \cdot s_k + \underbrace{z_i}_{\text{Bruit}} \quad (2-20)$$

L'équation (2-20) transposée dans le domaine temporel est

$$y_i = \underbrace{\sum_{j=1}^{N_t} R_{h_{ij}} \cdot s_i}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq i}^{N_{ss}} \left[\sum_{j=1}^{N_t} \Gamma_{h_{kj} h_{ij}} \right]}_{\text{Interférence}} \cdot s_k + \underbrace{z_i}_{\text{Bruit}} \quad (2-21)$$

où Γ_{xy} représente la corrélation croisée de x et y .

Le coefficient pondérant le signal utile est réel. De plus, si les canaux sont parfaitement décorrélés, le terme d'interférence tend vers 0 lorsque N_t tend vers l'infini. Cependant, lorsque le nombre d'antennes de transmission n'est pas assez élevé l'interférence entre utilisateurs n'est pas négligeable.

2.4.4 L'Equal Gain Transmission

L'équation (2-13) montre que la CTF du canal équivalent est égale au module élevé au carré de la fonction de transfert originale. On verra par la suite que cette élévation au carré provoque une dégradation des performances du système dans le cas SISO sur des canaux utilisant un modèle de Rayleigh. Pour pallier à ce problème tout en conservant la focalisation spatiale, on utilise une technique proche du RT, permettant d'éviter l'élévation au carré de la CTF : l'EGT [48].

Pour réaliser l'EGT dans le domaine fréquentiel, on corrige la phase de la CTF à l'émission, ce qui est équivalent à réaliser un précodage RT pondéré par la norme de la CTF [45]. Ainsi, la CTF équivalente devient :

$$H_{eq}(t, \tau) = e^{j\angle H(t, f)} \cdot H(t, f) = \frac{H^*(t, f)}{|H(t, f)|} \cdot H(t, f) = |H(t, f)| \quad (2-22)$$

La matrice de précodage du système MU-MISO correspondant est alors :

$$P = \begin{bmatrix} \frac{h_{11}^*}{|h_{11}|} & \dots & \frac{h_{N_r, 1}^*}{|h_{N_r, 1}|} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{h_{1N_t}^*}{|h_{1N_t}|} & \dots & \frac{h_{N_r, N_t}^*}{|h_{N_r, N_t}|} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

Et l'équation (2-14) devient :

$$y_i = \underbrace{\sum_{j=1}^{N_t} |h_{ij}| \cdot s_i}_{\text{Signal utile}} + \underbrace{\sum_{k=1, k \neq i}^{N_{ss}} \left[\sum_{j=1}^{N_t} \frac{h_{kj}^*}{|h_{kj}|} \cdot h_{ij} \right]}_{\text{Interférence}} \cdot s_k + \underbrace{z_i}_{\text{Bruit}} \quad (2-24)$$

On a bien supprimé l'élévation au carré.

2.4.5 Bilan

Le RT et l'EGT permettent d'obtenir la focalisation spatiale dans notre système MU-MISO. Chaque technique a un canal équivalent qui lui est propre et qui change les performances du système. Ces performances sont évaluées dans le chapitre suivant pour déterminer les conditions d'utilisation optimale de ces techniques.

Dans sa thèse [42], T. Dubois réalise une comparaison des techniques RT et EGT (et MRT), les performances théoriques (confirmées par la pratique) des deux systèmes sont rappelées dans le tableau suivant (où SNR_t et SNR_r représentent respectivement le SNR transmis et le SNR reçu, ces deux notions seront décrites dans le chapitre suivant) :

	RT	EGT
SNR_r	$\left(\sum_{k=1}^{N_t} H_k ^2 \right)^2 \cdot \frac{SNR_t}{N_t}$	$\left(\sum_{k=1}^{N_t} H_k \right)^2 \cdot \frac{SNR_t}{N_t}$
TEB ($N_t = 2$)	$\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{SNR_t}$	$\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{SNR_t^2}$
Diversité exploitée	$\frac{N_t}{2}$	N_t

Tableau 2-2: Performance comparée de systèmes MISO à base de RT et d'EGT sur canaux de Rayleigh [42]

Ces résultats seront utilisés par la suite pour valider les résultats expérimentaux.

2.5 L'adaptation de lien multi-RAT

Cette section complète le principe de l'adaptation de lien décrit dans le Chapitre 1 en détaillant les principes généraux de l'adaptation de lien multi-RAT ainsi que son application dans le cadre des communications vertes via la métrique BLV (Bilan de Liaison Verte).

2.5.1 Principe

Comme évoqué en partie 1.4, la plupart des techniques d'adaptation de lien existantes ne permettent que d'agir sur le MCS et ne permettent pas d'utiliser un certain nombre de degrés de liberté comme le nombre d'antennes à l'émission, le nombre de flux spatiaux, etc. L'adaptation de lien multi-RAT permet de tenir compte de ces degrés de liberté supplémentaires pour sélectionner le mode de transmission de l'interface de transmission qui correspond le mieux au critère de sélection.

Un mode de transmission ne comporte pas seulement un schéma de modulation et de codage utilisé mais aussi la technique de transmission (MIMO, OFDM, etc.), la taille de la bande de transmission et la fréquence porteuse du signal.

Une interface de transmission (RAT) comprend une couche PHY englobant plusieurs modes de transmission ainsi qu'une couche de liaison comportant les protocoles d'accès au canal de communication.

De plus en plus de dispositifs de télécommunication (ordinateurs portables, smartphones, tablettes, etc.) disposent de plusieurs interfaces de communications (Wi-Fi, Bluetooth, LTE, etc.). Chacune de ces interfaces dispose d'un nombre parfois important de modes de transmission. Par exemple, dans le cas d'un point d'accès multi-RAT comprenant une interface Wi-Fi compatibles avec les modes VHT et les modes DMG [4] [6] [7] et une interface LTE [49] (Figure 2-12), il y a plusieurs centaines de modes de transmission disponibles.

Dispositif de télécommunication		
Interface 1 : Wi-Fi		Interface 2 : LTE
Modes VHT	Modes DMG	Modes DL
Sélection parmi :	Sélection parmi :	Sélection parmi :
<ul style="list-style-type: none"> - 10 MCS - 3 tailles de bandes - 2 tailles de CP - MIMO jusqu'à (8,8,8) 	<ul style="list-style-type: none"> - 12 MCS (OFDM) - 19 MCS (SC) 	<ul style="list-style-type: none"> - 15 MCS - 6 tailles de bande - 2 tailles de CP - MIMO jusqu'à (4,4,4)
Maximum : 6757 Mbps	Maximum : 6933 Mbps	Maximum : 302 Mbps

Figure 2-12 : Système multi-RAT

Si chacune des interfaces dispose de mécanismes d'adaptation qui lui sont propres, il est nécessaire de définir des mécanismes permettant de sélectionner les modes de transmission indépendamment de leur interface afin de bénéficier d'un degré de liberté supplémentaire dans l'optimisation des systèmes (solution 4 de la partie 2.1.3), c'est l'objectif de l'adaptation de lien multi-RAT.

Comme présenté en 1.1, la couche physique et la couche de liaison dépendent de la nature du support de communication et donc de l'interface de communication. Les algorithmes d'adaptation de lien multi-RAT se situent donc nécessairement au-dessus de la couche de liaison et peuvent nécessiter l'ajout supplémentaire d'une couche dans le modèle OSI, comme la couche Inter-MAC (*Interworking of MAC technologies*) [50] définie dans le cadre du projet OMEGA (*hOME Gigabit Access*) [51].

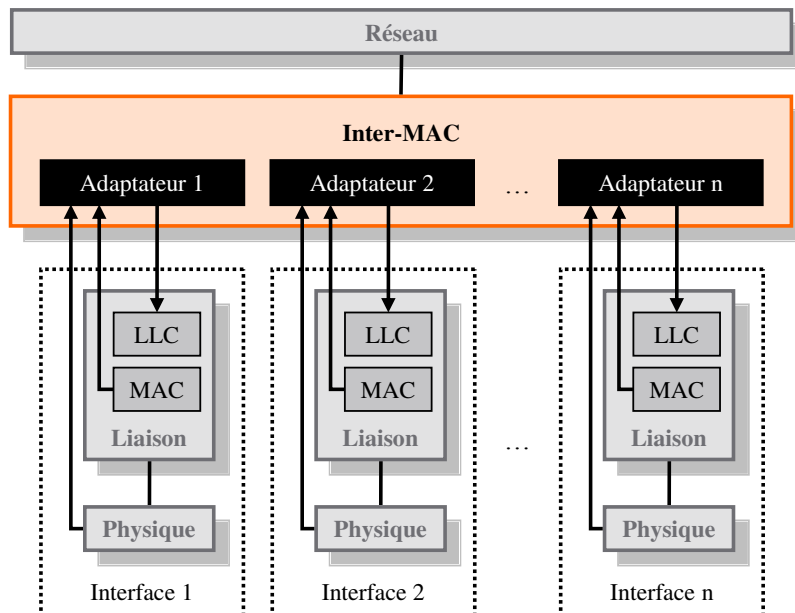


Figure 2-13 : Couche Inter-MAC (adapté de [50])

La couche Inter-MAC se situe entre la couche réseau et les couches de liaison de chacune des interfaces de transmission disponible (Figure 2-13). Un adaptateur propre à chaque interface de transmission récupère des informations de la couche PHY et de la sous-couche MAC et pour calculer les métriques de qualité permettant de réaliser la sélection du mode de transmission. Les décisions sont ensuite répercutées à la sous-couche LLC (*Logical Link Control*) en charge de l'établissement de la liaison. Cette couche permet d'établir un mécanisme d'adaptation de lien multi-RAT. Cependant pour réaliser l'adaptation de lien, il faut y ajouter un algorithme de sélection comme le procédé basé sur la métrique BLV décrite dans la section suivante.

2.5.2 La métrique de Bilan de Liaison Verte

La métrique BLV est un procédé breveté permettant de sélectionner une interface de transmission parmi plusieurs au sein d'un même dispositif de télécommunication [33] [34]. Son fonctionnement repose sur l'optimisation d'un bilan de liaison normalisé qui tient conjointement compte de la dégradation système au niveau du lien et des pertes de propagation (atténuation) sur les niveaux des puissances rayonnées. Le calcul du bilan de liaison est décrit par la Figure 2-14.

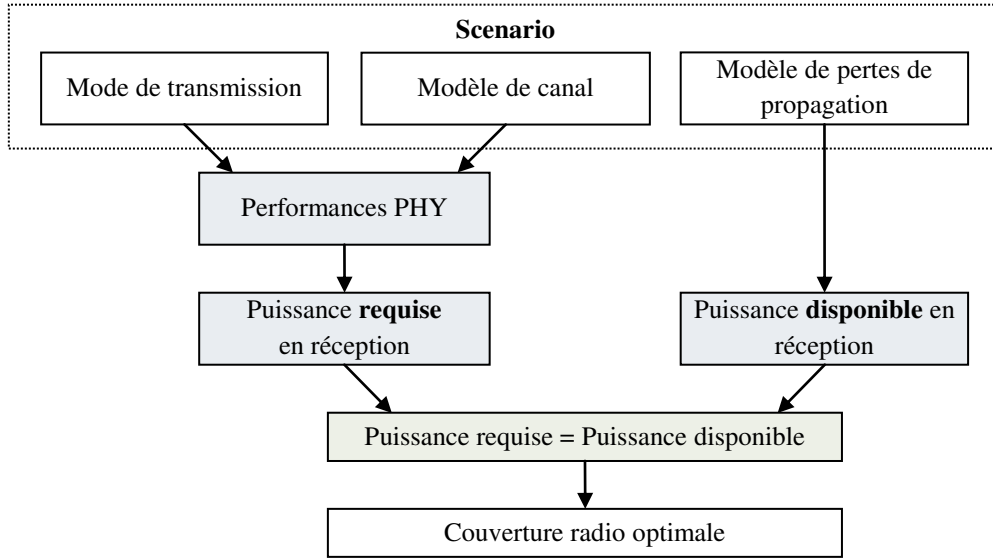


Figure 2-14 : Bilan de liaison

A partir du scénario de propagation : mode de transmission utilisé, modèle de canal multi-trajets associé et modèle de pertes de propagation, on estime à la fois la puissance disponible en réception et la puissance requise pour atteindre la qualité de service désirée. Pour que la couverture radio soit optimale, il faut que ces deux puissances soient égales.

La métrique BLV se traduit par deux sous-métriques : α et β (exprimées en dB), permettant respectivement de sélectionner le mode de transmission optimal (α) et d'optimiser la couverture radio (β).

La sous-métrique α représente la dégradation subie par le système par rapport au cas idéal (canal gaussien et propagation en espace libre). C'est la somme de deux paramètres *MCM* et *PLM* :

$$\alpha_{dB} = MCM_{dB} + PLM_{dB} \quad (2-25)$$

La marge de canal multi-trajets *MCM* représente les dégradations dues au canal multi-trajets, par comparaison avec le canal Gaussien. Elle se calcule grâce à la formule suivante :

$$MCM_{dB} = SNR_{c_{dB}} - SNR_c^{AWGN}_{dB} \quad (2-26)$$

où SNR_c représente le SNR requis pour obtenir la qualité de service désirée dans le scénario actuel (canal multi-trajets) et SNR_c^{AWGN} le SNR requis pour obtenir la qualité de service désirée dans le cas d'un canal Gaussien.

Soit S_M la sensibilité multi-trajets (qui équivaut à la puissance requise en réception pour obtenir la qualité de service désirée) et S la sensibilité dans le cas gaussien, alors (2-26) devient :

$$MCM_{dB} = (S_{M_{dBm}} - P_{b_{dBm}}) - (S_{dBm} - P_{b_{dBm}}) = S_{M_{dBm}} - S_{dBm} \quad (2-27)$$

La marge des pertes de propagation PLM représente les dégradations dues à la propagation, par comparaison avec l'espace libre. Elle se calcule grâce à la formule suivante :

$$PLM_{dB} = PL_{dB} - PL_{FS_{dB}} \quad (2-28)$$

où PL représente les pertes de propagation dans le scénario actuel, et PL_{FS} les pertes de propagation dans le cas de l'espace libre. Ainsi, en reprenant les formules (1-2) et (1-3) on trouve :

$$PLM_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^{n-2} + L_{dB} + Sh_{dB}(0, \sigma) \quad (2-29)$$

La sous-métrique β représente la différence (en dB) entre la puissance disponible en réception P_r et la puissance requise S_M :

$$\beta_{dB} = P_{r_{dBm}} - S_{M_{dBm}} \quad (2-30)$$

En reprenant les équations (1-4), (2-26), (2-27), (2-29) et (2-30), on peut exprimer β en fonction de α :

$$\beta_{dB} = P_{t_{dBm}} + G_{t_{dB}} + G_{r_{dB}} - \alpha_{dB} - S_{dB} - PL_{FS} \quad (2-31)$$

Prenons l'exemple d'un système Wi-Fi, utilisant le mode VHT en SISO, avec une bande de transmission de 80 MHz et le MCS 1 (QPSK 1/2) [6].

Si on compare les performances en TEB de ce MCS dans le cas gaussien et dans le cas d'un canal multi-trajets (TGn E, en NLOS), on détermine le paramètre MCM . Pour déterminer le paramètre PLM on compare le modèle de pertes de propagation correspondant (en NLOS) avec 6 dB de pertes supplémentaires (on considère que l'obstacle est un mur) et la propagation en espace libre (Figure 2-15).

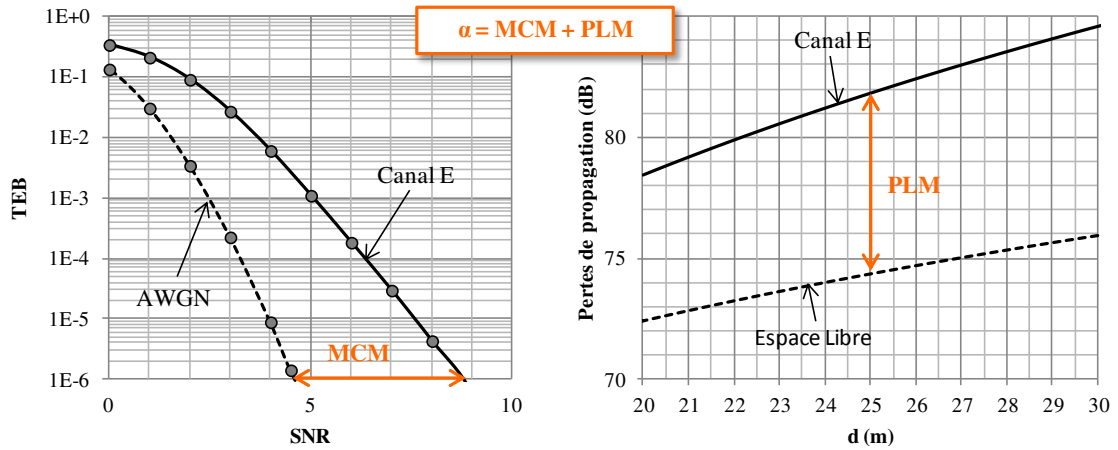


Figure 2-15 : Calcul de la sous-métrique α

Si on veut garantir une qualité de service $TEB = 10^{-6}$ à une distance $d = 25$ m. On a alors $MCM = 4,2$ dB et $PLM = 7,4$ dB. Donc $\alpha = 11,6$ dB.

Pour calculer β on peut utiliser la formule (2-30) en déduisant $S_{M_{dB}}$ de la courbe $SNR_{c_{dB}}$ et des valeurs de N_0 et W et en déduisant $P_{r_{dB}}$ de la courbe PL_{dB} et des valeurs de $P_{t_{dB}}$, $G_{t_{dB}}$ et $G_{r_{dB}}$. Pour les courbes représentées sur la Figure 2-16, on a supposé :

- $P_t = 20 \text{ dBm}$
- $G_t = G_r = 0 \text{ dB}$
- $N_0 = 3,55 \cdot 10^{-20} \text{ V}^2/\text{Hz}$

On a alors $\beta = 14,9 \text{ dB}$.

On peut également utiliser la formule (2-31) pour trouver la valeur de β . Avec les valeurs précédentes et la courbe SNR_c^{AWGN} , on trouve que pour une qualité de service $TEB = 10^{-6}$, $S = -80,9 \text{ dBm}$. Puisque $PL_{FS} = 74,4 \text{ dB}$, on retrouve $\beta = 14,9 \text{ dB}$.

On peut alors diminuer la puissance de transmission de 11,9 dB (avec 3 dB de marge).

Le procédé de sélection fonctionne de la manière suivante :

- 1- On estime α et β pour chacun des modes de transmission disponible et correspondante à un débit PHY proche (à 3%) d'un débit cible.
- 2- On sélectionne le mode de transmission ayant le paramètre α le plus faible (donc le mode le plus proche du cas idéal).
- 3- On ajuste la puissance de transmission P_t jusqu'à obtenir un β de 3 dB pour le mode sélectionné¹¹.

Ainsi la métrique BLV permet à un dispositif de télécommunication de garantir une qualité de service tout en utilisant le mode de transmission subissant le moins de dégradations et en optimisant la puissance transmise. Une méthode d'implémentation de ce procédé dans un dispositif utilisant la couche Inter-MAC est décrite dans [52].

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a tout d'abord expliqué l'intérêt d'optimiser l'efficacité énergétique des réseaux de communications : la diminution des coûts de fonctionnement et l'impact écologique. Ce qui justifie le récent développement des techniques vertes ainsi que la création du consortium GreenTouchTM, de nombreux projets... et sujets de thèse.

Un panorama des principales techniques vertes connues a donc été réalisé afin de situer nos études dans l'univers naissant des réseaux économes. Les pistes retenues pour optimiser et adapter le lien radio sans-fil sont les techniques de focalisation multi-antennes et l'adaptation de lien multi-RAT. Ces pistes ont été positionnées dans les cas d'usages verts qui permettent de comprendre et d'évaluer les gains apportés par les techniques vertes.

Les techniques multi-antennes retenues pour la suite de la thèse sont le RT et l'EGT qui permettent d'obtenir de la focalisation avec une complexité moindre, même lorsque le récepteur ne dispose que d'une seule antenne de réception. Les caractéristiques et les performances PHY de chacune des techniques sont évaluées dans le chapitre suivant.

Dans la suite de la thèse on étudie l'amélioration des techniques de focalisation spatiale au niveau de la couche PHY, puis on analyse leur impact sur la complexité des algorithmes de la couche de liaison. Les techniques d'adaptation de lien multi-RAT seront améliorées dans le Chapitre 6.

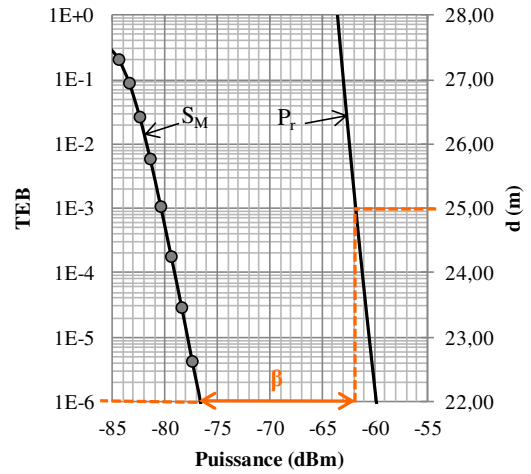


Figure 2-16 : Calcul de la sous-métrique β

¹¹ Si $\beta = 0$ l'utilisateur est hors de portée lorsque le système subit une nouvelle dégradation, ainsi, une marge de 3dB est conservée pour éviter une interruption en cas de dégradation de la transmission.

Chapitre 3

Implémentation et performances des techniques de focalisation

Sommaire

3.1 Implémentation des techniques de focalisation.....	47
3.1.1 Chaîne OFDM de référence.....	48
3.1.2 Chaîne avec précodage	49
3.1.3 Normalisation de la puissance	50
3.1.4 Modification de la puissance reçue.....	52
3.2 Résultats à 5 GHz	53
3.2.1 Canaux à 5 GHz.....	53
3.2.2 Résultats en SISO	55
3.2.3 Résultats en MISO	57
3.3 Résultats à 60 GHz	60
3.3.1 Canaux à 60 GHz.....	60
3.3.2 Résultats en SISO	62
3.3.3 Résultats en MISO	62
3.4 Conclusion	65

Dans ce chapitre, nous présentons l'implémentation des techniques de focalisation RT et EGT dans la chaîne OFDM du standard IEEE 802.11. Puis nous étudions les performances de ces techniques en SISO et en MISO sur différents modèles de canaux représentatifs des bandes de fréquences autour de 5 GHz et 60 GHz des milieux d'intérieur. Ce chapitre a pour objectif de montrer les gains immédiats générés par la simple application des techniques de précodage, sans modification supplémentaire de la couche physique de l'émetteur, et en conservant le récepteur original.

3.1 Implémentation des techniques de focalisation

Cette partie présente l'implémentation et les gains obtenus par les techniques de précodage RT et EGT dans les chaînes OFDM des modes DMG [7] et VHT [6] du standard IEEE 802.11 [4] présentés dans le Chapitre 1.

Les résultats de la partie 2.4 montrent que les techniques étudiées ne permettent pas de négliger la CTI à moins de considérer un nombre suffisant d'antennes de transmission. Par ailleurs, il a été montré par [53] qu'en présence de trop de CTI, le MU-MIMO présente des performances inférieures au SU-MIMO. Etant donné le faible nombre d'antennes de transmission disponibles dans les systèmes étudiés, dans la suite de ce document, nous considérons uniquement des transmissions SISO et MISO avec un seul utilisateur.

3.1.1 Chaîne OFDM de référence

Pour évaluer les performances des techniques RT et EGT, nous réalisons une comparaison avec un système de référence utilisant les recommandations du standard IEEE 802.11 [4] et ses amendements ac [7] et ad [6]. Le système est constitué d'un émetteur, d'un modèle de canal et d'un récepteur, tels que présentés sur la Figure 3-1.

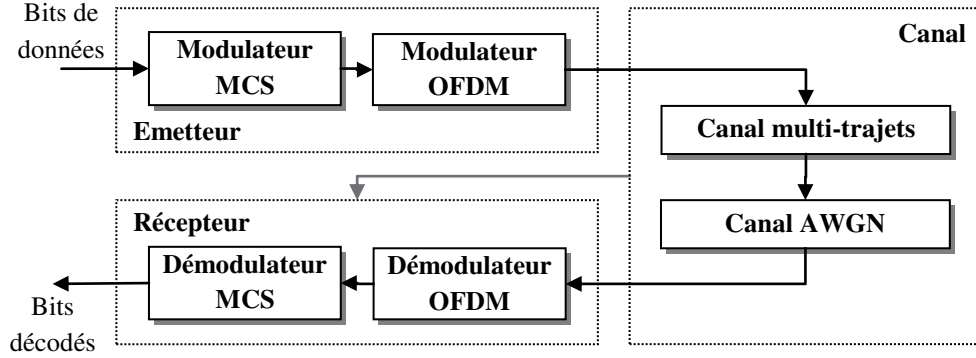


Figure 3-1 : Système OFDM de référence

L'émetteur est constitué d'un modulateur MCS réalisant les opérations de codage et de modulation bits vers symboles ainsi que d'un modulateur OFDM. Ces opérations sont conformes au standard [4] et ses amendements [7] [6] et correspondent à la description faite en 1.3.3. Les MCS disponibles sont présentés dans le Tableau 1-1 et les paramètres OFDM des différents modes dans le Tableau 1-2.

Le canal est constitué d'une composante multi-trajets et d'une composante de bruit. Les différents modèles de canaux multi-trajets utilisés sont décrits dans les sections suivantes. Pour une fréquence porteuse de 5 GHz, on utilise les modèles TGac [54], qui sont une extension des modèles TGn [55], et pour une fréquence porteuse de 60 GHz on utilise les Canaux Enregistrés de Propagation Déterministe (CEPD) [34].

Le récepteur réalise les opérations réciproques de l'émetteur en connaissance parfaite de la CTF du canal multi-trajets $H(f)$. Lors de la démodulation OFDM, on réalise une égalisation de type *Zero Forcing* (ZF). De plus, la démodulation symboles vers bits utilise les informations du canal pour calculer les rapports de vraisemblance qui sont ensuite utilisés pour réaliser un décodage souple. Pour les codes BCC on utilise l'algorithme de Viterbi tandis que pour les LDPC on utilise l'algorithme min-sum.

Soit $x_{n,m}$ le symbole transmis sur la $m^{\text{ème}}$ sous-porteuse du $n^{\text{ème}}$ bloc OFDM X_n généré après l'opération d'insertion des pilotes et des zéros du modulateur OFDM. Lors du passage dans le canal, ce symbole est affecté du coefficient multi-trajet $h_{n,m}$ et additionné du coefficient de bruit $z_{n,m}$. En réception, après la suppression du préfixe cyclique et la DFT, le symbole reçu s'exprime alors

$$y_{n,m} = h_{n,m} \cdot x_{n,m} + z_{n,m} \quad (3-1)$$

Après égalisation, on obtient alors l'estimation $\hat{x}_{n,m}$ du symbole transmis qui s'exprime

$$\hat{x}_{n,m} = x_{n,m} + \frac{z_{n,m}}{h_{n,m}} \quad (3-2)$$

En réalité, l'estimation parfaite de la CTF du canal multi-trajets est impossible, ce qui entraine une dégradation des performances de la couche PHY. Cette dégradation est évaluée dans le Chapitre 4.

3.1.2 Chaîne avec précodage

Pour appliquer le RT ou l'EGT dans le domaine fréquentiel, il faut modifier la couche PHY de l'émetteur pour y ajouter une opération de précodage. De plus, pour bénéficier de la diversité multi-antennes à l'émission, il faut dupliquer le signal et appliquer un précodage spécifique à chacune des composantes du canal multi-trajets MISO (Figure 3-2).

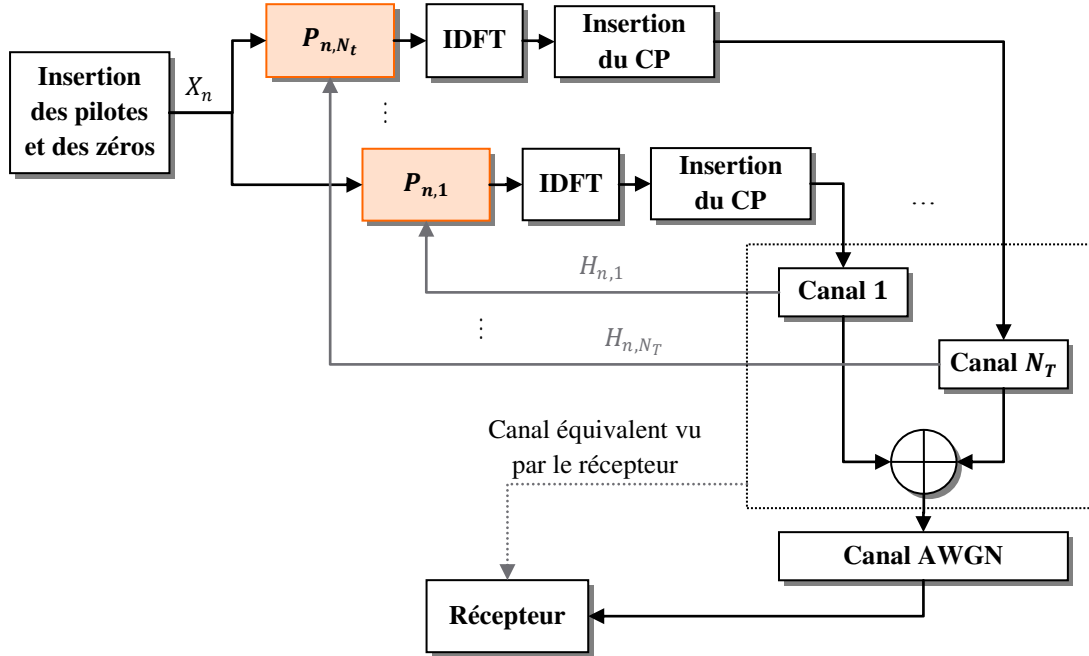


Figure 3-2 : Ajout du précodage MISO au système de référence

Ainsi, les symboles $x_{n,m}$ du bloc OFDM X_n sont précodés sur chaque branche à l'aide des coefficients $p_{n,m,k}$ du vecteur P_{n,N_T} . Après passage dans le canal k de coefficients $h_{n,m,k}$, les éléments du bloc OFDM sont alors $h_{n,m,k} \cdot p_{n,m,k} \cdot x_{n,m,k}$.

En réception, après la suppression du préfixe cyclique et la DFT, le symbole reçu s'exprime

$$y_{n,m} = \sum_{k=1}^{N_t} h_{n,m,k} \cdot p_{n,m,k} \cdot x_{n,m} + z_{n,m} \quad (3-3)$$

où les coefficients du canal équivalent sont

$$h_{n,m} = \sum_{k=1}^{N_t} h_{n,m,k} \cdot p_{n,m,k} \quad (3-4)$$

En RT, $p_{n,m,k} = h_{n,m,k}^*$, le coefficient du canal équivalent est alors

$$h_{n,m} = \sum_{k=1}^{N_t} |h_{n,m,k}|^2 \quad (3-5)$$

En EGT, $p_{n,m,k} = \frac{h_{n,m,k}^*}{|h_{n,m,k}|}$, le coefficient du canal équivalent est alors

$$h_{n,m} = \sum_{k=1}^{N_t} |h_{n,m,k}| \quad (3-6)$$

Dans les deux cas, les canaux équivalents sont réels ce qui permet une construction cohérente des signaux en réception. Les deux techniques diffèrent d'une élévation au carré des coefficients $|h_{n,m,k}|$ comme vu en 2.4.

3.1.3 Normalisation de la puissance

On normalise le signal transmis pour pouvoir comparer les différences de performances des différentes configurations à même puissance émise sur le canal.

La génération des bits de données entrants dans le système suit une loi de Bernoulli de probabilité $p = 0.5$. Ainsi après modulation, les symboles de données sont équiprobables. De plus, on normalise les constellations pour que leur espérance soit égale à 1.

Ainsi, dans le cas classique, si on désigne par m' l'indice correspondant aux sous-porteuses non nulles, la moyenne de la puissance transmise P_t s'exprime

$$P_t = \frac{1}{N_{DFT}} \sum_{m=1}^{N_{DFT}} |x_{n,m}|^2 = \frac{1}{N_{DFT}} \sum_{m'=1}^{N_{SD}+N_{SP}} |x_{n,m'}|^2 = \frac{N_{SD} + N_{SP}}{N_{DFT}} \quad (3-7)$$

et sa variance dépend du nombre d'états de la modulation, du nombre de sous-porteuses nulles et du nombre de pilotes.

Les canaux de transmissions sont normalisés pour que sur l'ensemble de la simulation la puissance moyenne du signal en sortie du canal soit égale à la puissance moyenne transmise, soit :

$$\frac{1}{N_{OFDM}} \sum_{n=1}^{N_{OFDM}} \sum_{m=1}^{N_{DFT}} |h_{n,m} \cdot x_{n,m}|^2 = \frac{1}{N_{OFDM}} \sum_{n=1}^{N_{OFDM}} P_t \quad (3-8)$$

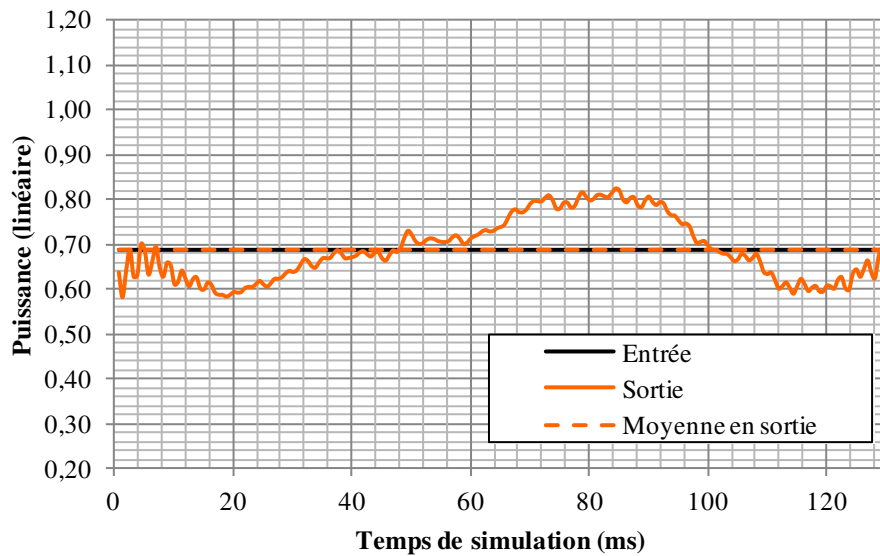


Figure 3-3 : Comparaison des puissances en entrée et sortie du canal CEPD 71

La Figure 3-3 montre les variations de la puissance reçue en sortie d'un canal multi-trajets. La puissance en entrée est fixe et le canal est normalisé pour que la moyenne de la puissance en sortie soit égale à la puissance en entrée.

Si où on rajoute du précodage et plusieurs antennes de transmission, il faut garantir que le signal précodé ait la même espérance que le signal sans précodage. On se place dans le cas où on alloue la même puissance à chaque antenne de transmission en ajoutant un facteur de normalisation $1/\sqrt{N_t}$ sur chaque branche. Ainsi, la puissance par branche s'exprime :

$$P_t = \frac{1}{N_{DFT} \cdot N_t} \sum_{m=1}^{N_{DFT}} |p_{n,m,k} \cdot x_{n,m}|^2 \quad (3-9)$$

Pour que le signal soit normalisé, il faut qu'en moyenne :

$$\frac{1}{N_{DFT}} \sum_{m=1}^{N_{DFT}} |p_{n,m,k} \cdot x_{n,m}|^2 = \frac{N_{SD} + N_{SP}}{N_{DFT}} \quad (3-10)$$

Cette normalisation est intrinsèque à la technique EGT puisqu'elle ne consiste qu'à corriger la phase du signal transmis. L'amplitude du coefficient de précodage est normalisée :

$$|p_{n,m,k}| = \frac{|h_{n,m,k}^*|}{|h_{n,m,k}|} = 1 \quad (3-11)$$

En revanche, dans le cas du RT, le coefficient de précodage change l'amplitude de la sous-porteuse :

$$|p_{n,m,k}| = |h_{n,m,k}^*| \quad (3-12)$$

Si on ne normalise pas le système RT, alors la puissance en entrée du canal subit les mêmes variations que la puissance en sortie du canal dans le cas classique comme le montre la Figure 3-4.

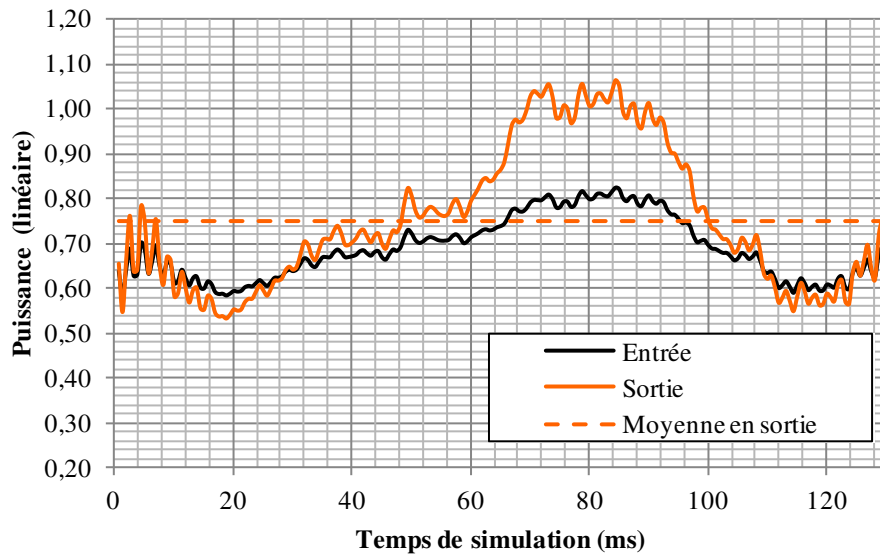


Figure 3-4 : Comparaison des puissances en entrée et sortie du canal CEPD 71 avec RT

On réalise alors une normalisation du vecteur de précodage $H_{n,k}$, pour respecter les contraintes de puissance. Les nouveaux coefficients de précodage s'expriment alors

$$|p_{n,m,k}| = |a_{n,k} \cdot h_{n,m,k}^*| \quad (3-13)$$

où $a_{n,k}$ est égal à la racine carrée de l'inverse de la puissance totale de $H_{n,k}$:

$$a_{n,k} = \sqrt{\frac{N_{DFT}}{\sum_{m=1}^{N_{DFT}} |h_{n,m,k}|^2}} \quad (3-14)$$

Comme le montre la Figure 3-5 cette modification permet de conserver une puissance de transmission plus stable sans nécessiter d'autres informations que les coefficients $h_{n,m,k}$.

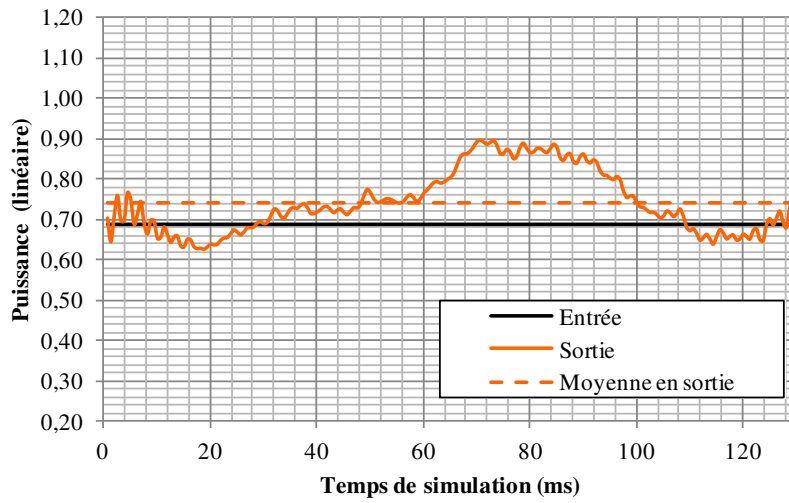


Figure 3-5 : Comparaison des puissances en entrée et sortie du canal CEPD 71 avec RT et normalisation

3.1.4 Modification de la puissance reçue

L'utilisation des techniques de focalisation modifie la puissance perçue par le récepteur. Deux phénomènes expliquent cette différence : la différence de puissance du canal et le gain multi-antennes.

La différence de puissance du canal est propre au RT et est visible sur la Figure 3-5. Ce phénomène est dû à la modification de l'amplitude des sous-porteuses¹² du signal OFDM : on affecte moins de puissance aux sous-porteuses les plus atténuées et plus de puissance aux meilleures sous-porteuses.

La différence de puissance dépend de la sélectivité en fréquence du canal de propagation ainsi que du nombre de porteuses comme le montre la Figure 3-6. Pour l'ensemble des modèles de canaux utilisés dans cette thèse, la différence de puissance est un gain.

Le gain multi-antennes est dû à la recombinaison cohérente en réception. Grâce au précodage, le canal équivalent est réel, les différentes versions du signal arrivent en phase au niveau du récepteur et se combinent de manière constructive. Ce gain est obtenu en RT et en EGT, il n'existe pas dans le cas classique car on considère que les différents canaux sont parfaitement décorrélés.

¹² Cette modification est absente dans le cas de l'EGT ce qui explique pourquoi l'EGT ne génère pas de différence de puissance.

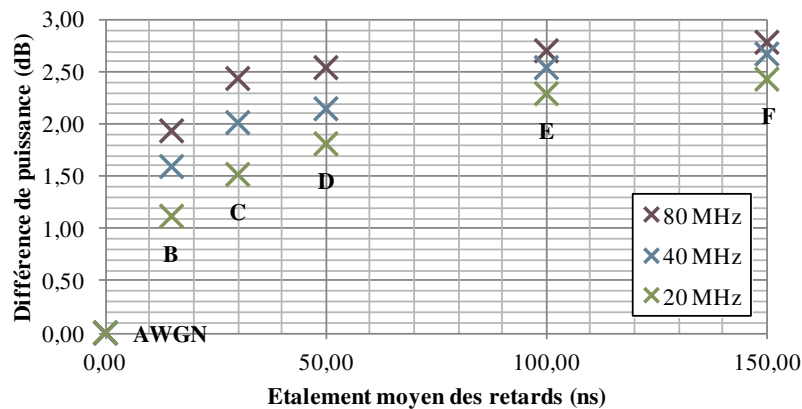


Figure 3-6 : Différence de puissance des canaux SISO TGac dans le cas RT

La comparaison des performances des différents systèmes est faite pour une même puissance émise, ou pour une même puissance reçue. Avec une normalisation à l'émission, on identifie, pour une performance cible, le gain total de performance. Tandis qu'avec une normalisation en réception, on évalue l'impact du précodage, l'exploitation de la diversité, sur les performances du récepteur et on les compare au cas idéal du canal AWGN.

3.2 Résultats à 5 GHz

Dans cette partie, après une présentation rapide des modèles de canaux utilisés, nous présentons les résultats de l'application du RT et de l'EGT pour certains modes VHT : différents MCS et différentes tailles de bande de transmission, dans les cas SISO, MISO (2,1,1) et MISO (4,1,1).

3.2.1 Canaux à 5 GHz

Pour les simulations dans la bande des 5 GHz, on utilise une extension [54] des modèles de canaux TGn¹³ [55] B, C, D, E et F représentatifs d'environnements intérieurs (résidences, petits bureaux...).

Chaque canal comporte plusieurs trajets répartis en plusieurs groupes appelés *clusters*. Chaque trajet possède un retard moyen et une amplitude moyenne propres et obéit à une loi de Rayleigh. Ces canaux correspondent donc naturellement à des environnements de type NLOS, bien qu'il soit possible de les faire correspondre à un environnement LOS en rajoutant un trajet obéissant à une loi de Rice à la place du trajet principal [55].

Canal	Étalement moyen des retards (ns)	Retard moyen du dernier trajet (ns)	Nombre de clusters
B	15	80	2
C	30	200	2
D	50	390	3
E	100	730	4
F	150	1050	6

Tableau 3-1: Caractéristiques des canaux TGac

Le Tableau 3-1 récapitule les principales caractéristiques des canaux B, C, D, E et F et Figure 3-7 représentent respectivement les clusters des canaux B, D et E (les plus utilisés dans ce document) avec normalisation du gain du trajet principal à 0 dB.

¹³ Ces canaux sont initialement prévus pour des bandes de transmission allant jusqu'à 40 MHz.

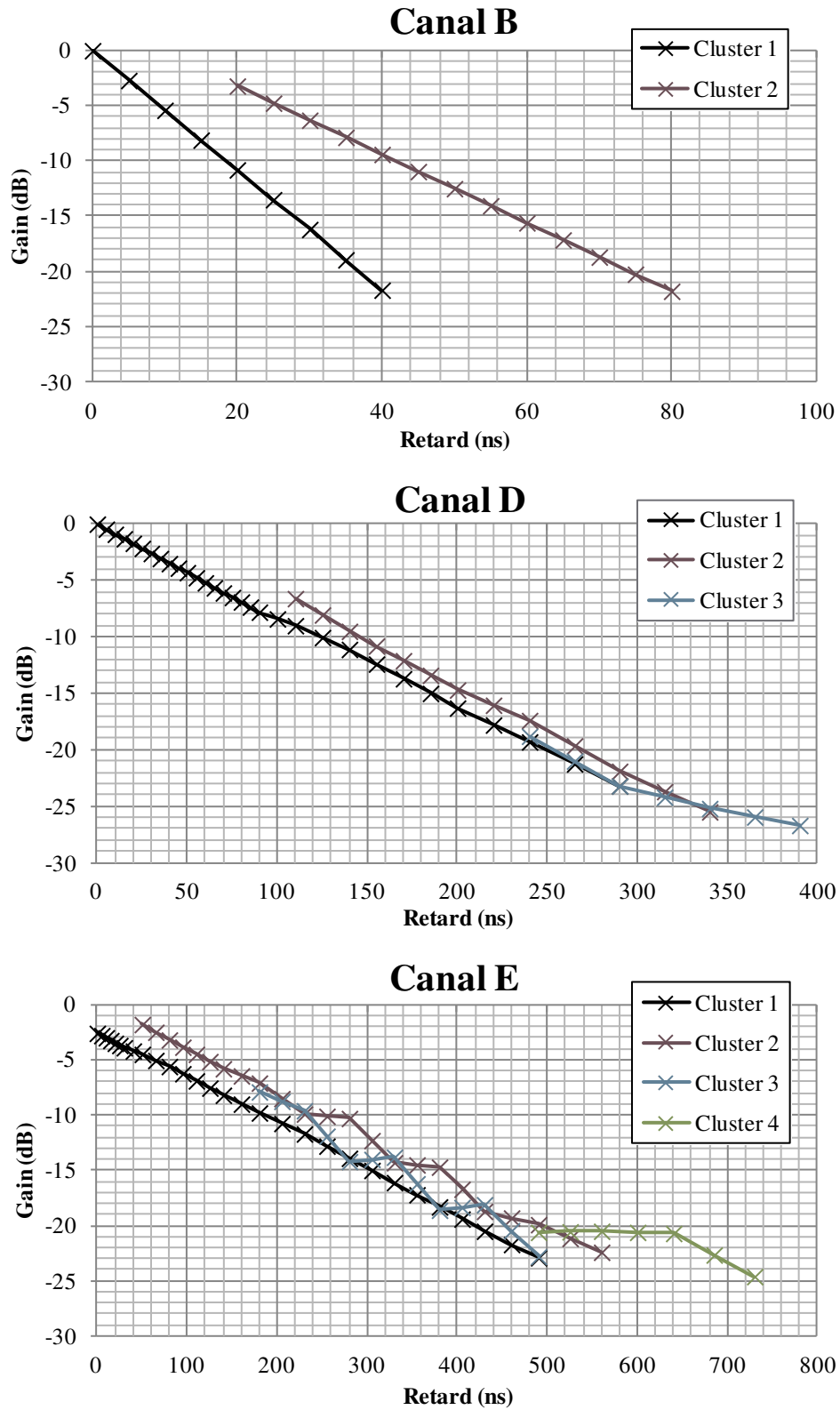


Figure 3-7 : Retards et gains moyens des trajets des clusters des canaux B, C et E

3.2.2 Résultats en SISO

En configuration SISO, les performances de focalisation du RT augmentent avec la taille de la bande de transmission et la sélectivité fréquentielle du canal [42].

La taille de la bande de transmission influe sur le nombre de porteuses et sur la qualité de l'estimation de la CIR. Plus il y a de porteuses, plus l'entrelacement des symboles permet d'augmenter les performances du récepteur. De plus, plus la bande de transmission est grande, plus on peut estimer précisément la CIR et augmenter le gain de canal.

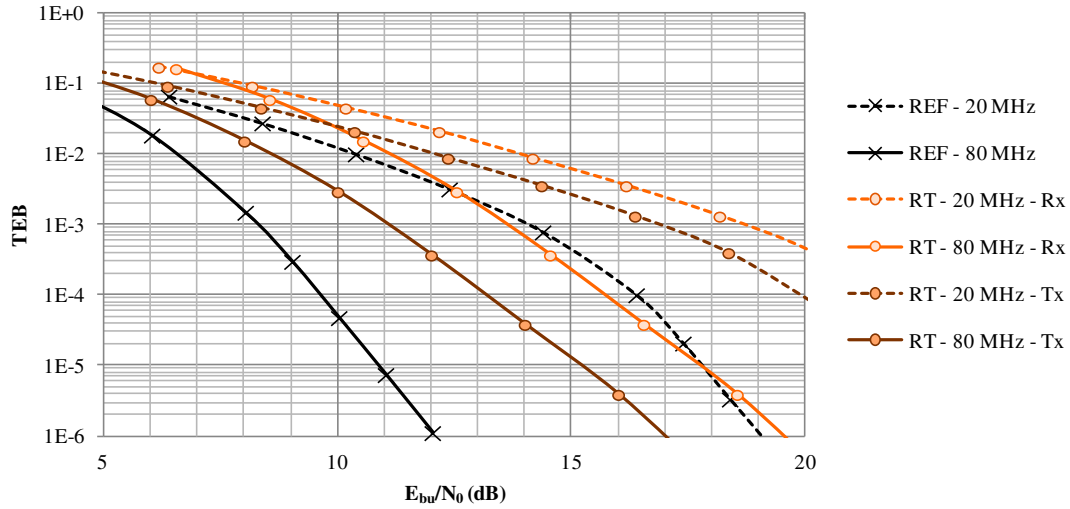


Figure 3-8 : Performances en TEB des différents systèmes pour différentes tailles de bande de transmission, MCS 1, Canal D.

Sur la Figure 3-8, on compare le cas de référence (REF) sans précodage et le RT avec normalisation (RT) pour les tailles de bande de transmission 20 MHz et 80 MHz, en utilisant le MCS 1 (QPSK 1/2) et le canal D. Dans le cas du RT, la normalisation est réalisée au niveau du récepteur (Rx) ou de l'émetteur (Tx) afin de pouvoir analyser l'impact de la différence de puissance.

Les courbes sont exprimées en E_{bu}/N_0 , c'est-à-dire le rapport entre l'énergie E_{bu} (en J) que l'on dépense pour transmettre un bit utile et la densité spectrale monolatérale de bruit N_0 (en V^2/Hz). Le rapport E_{bu}/N_0 est lié au SNR par la relation :

$$\left(\frac{E_{bu}}{N_0}\right)_{dB} = SNR_{dB} - 10 \cdot \log_{10}(\mu) \quad (3-15)$$

Les performances en taux d'erreurs du RT augmentent avec la taille de la bande de transmission, mais la dégradation de performance par rapport au cas de référence est significative : 5 dB d'écart entre la mode optimal de référence (80 MHz) et le meilleur cas RT (80 MHz) malgré une différence de puissance positive d'environ 2,5 dB.

La sélectivité fréquentielle est proportionnelle à l'étalement des retards. Une forte sélectivité correspond alors à un grand nombre de trajets, et donc à un fort gain de canal pour le RT. Cependant, l'OFDM permet déjà de tirer profit de la sélectivité fréquentielle pour décorréler les différentes sous-porteuses et améliorer les performances du système.

La Figure 3-9 montre que les performances en réception du cas REF et du RT, augmentent avec la sélectivité fréquentielle du canal. La différence de puissance permet de limiter la dégradation des performances liée à l'utilisation du RT mais ne permet pas d'obtenir de meilleurs résultats que dans le cas de référence.

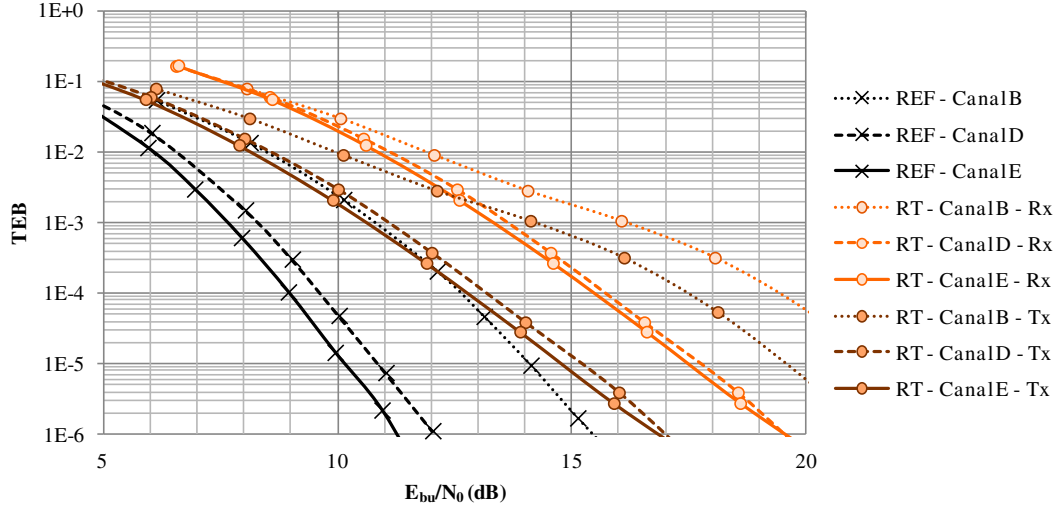


Figure 3-9 : Performances en TEB des cas REF et RT pour différents canaux, MCS 1, bande de transmission de 80 MHz.

La dégradation des performances liées à l'utilisation du RT en SISO est due à l'exploitation de la diversité en $N_t/2$ (cf. 2.2.5). En revanche, l'EGT qui exploite une diversité de N_t présente des performances similaires à celles du cas de référence comme le montre la Figure 3-10 :

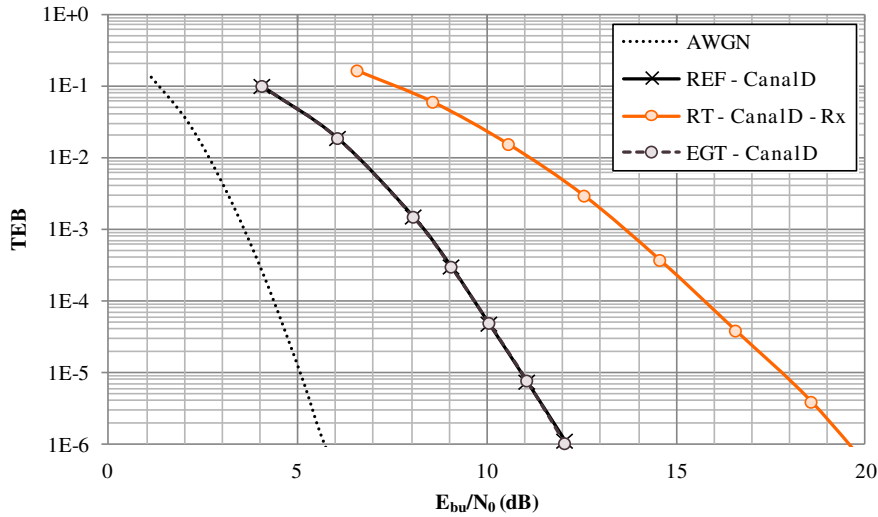


Figure 3-10 : Performances en TEB des cas REF et RT pour différents canaux, MCS 1, bande de transmission de 80 MHz.

Puisqu'on considère une égalisation parfaite en réception, le terme de bruit équivalent par porteuse après égalisation est $z_{n,m}/h_{n,m}$ dans le cas REF, $z_{n,m}/|h_{n,m}|^2$ dans le cas RT et $z_{n,m}/|h_{n,m}|$ dans le cas EGT. Ainsi, l'amplitude des termes de bruit dans les cas REF et EGT est identique, leurs performances de décodage sont équivalentes.

La dégradation des performances en taux d'erreurs générée par le RT dépend également du MCS utilisé comme le montre la Figure 3-11. Les pentes des différentes courbes RT sont moins abruptes que leur équivalent REF. La dégradation la plus forte est constatée pour le MCS 3 (QPSK 3/4) qui correspond à un mode de transmission utilisant un poinçonnage.

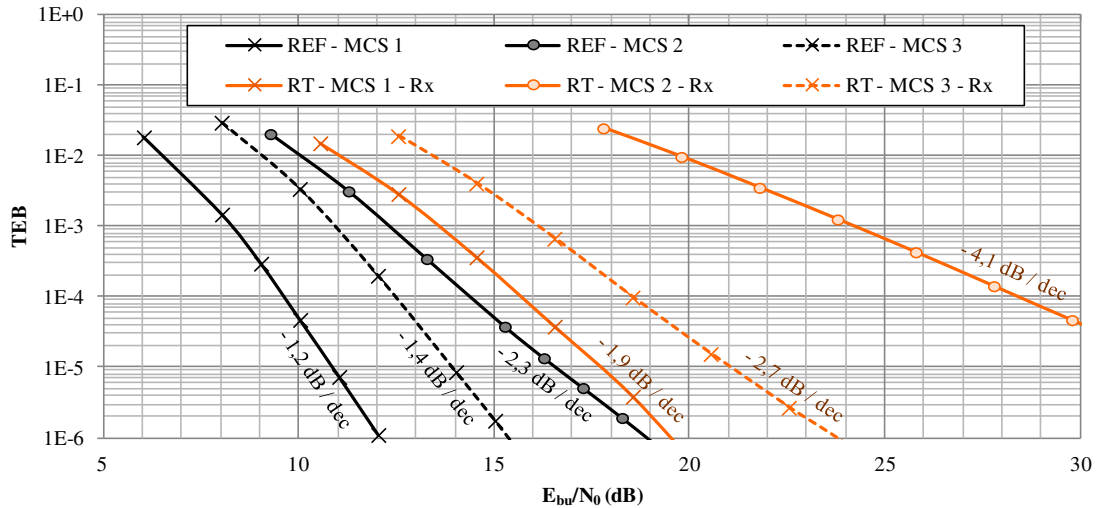


Figure 3-11 : Performances en TEB des différents systèmes pour les MCS 1, 2 et 3, Canal D, bande de transmission de 80 MHz.

D'une manière générale, les résultats SISO montrent que l'utilisation du RT dégrade les performances du système conformément aux résultats de [45]. Ce phénomène est provoqué par la modification à l'émission, de l'amplitude des sous-porteuses, ce qui provoque une dégradation des performances du récepteur, dégradation non compensée par la différence de puissance obtenue grâce à la focalisation.

3.2.3 Résultats en MISO

Augmenter la taille de la bande de transmission de 20 à 80 MHz et la sélectivité en fréquence du canal ne permettent pas d'améliorer les performances du RT par rapport aux autres techniques, même en considérant la différence de puissance. Cependant, un troisième paramètre mis en avant par les précédentes études [42] permet d'améliorer la focalisation ainsi que les performances du RT : le nombre d'antennes de transmission.

En RT tout comme en EGT, le canal équivalent est réel, ainsi, les différentes versions du signal envoyé sur les différents canaux s'additionnent de manière cohérente en réception générant ainsi un gain de puissance MISO.

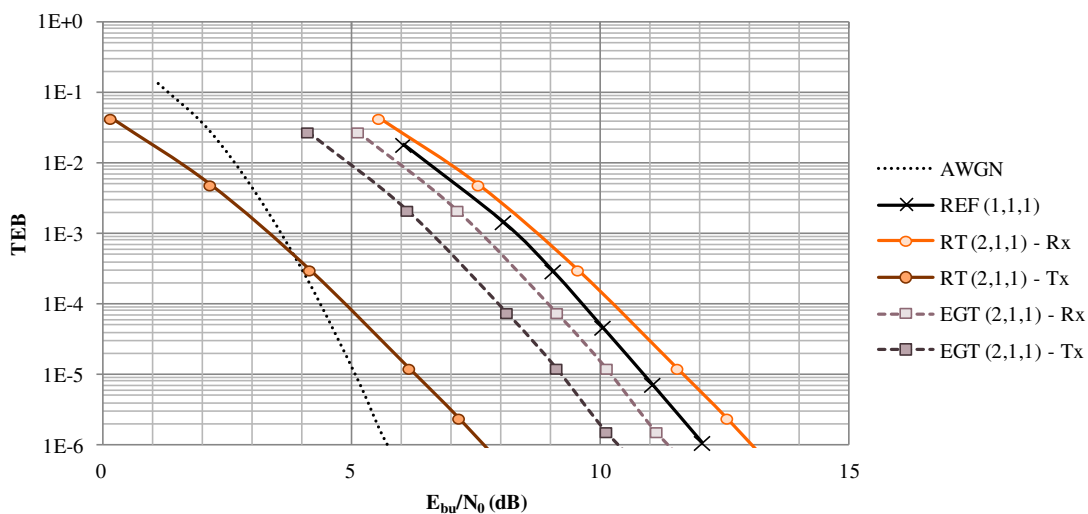


Figure 3-12 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 2 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz

La Figure 3-12 présente les résultats de simulation pour 2 antennes de transmission dans les cas RT et EGT, les différents canaux de transmission sont décorrélés. Les courbes AWGN et REF correspondent au cas SISO puisque ces configurations ne bénéficient pas de la diversité multi-antennes. Les différents canaux de transmission sont décorrélés. Dans le cas de la normalisation en réception, l'EGT est meilleur que le RT, tandis que lorsqu'on prend en compte la différence de puissance, le RT présente de meilleurs résultats.

Lorsqu'on néglige la différence de puissance, il faut 4 antennes pour que le RT permette d'obtenir de meilleurs résultats que l'EGT, comme le montre la Figure 3-13 :

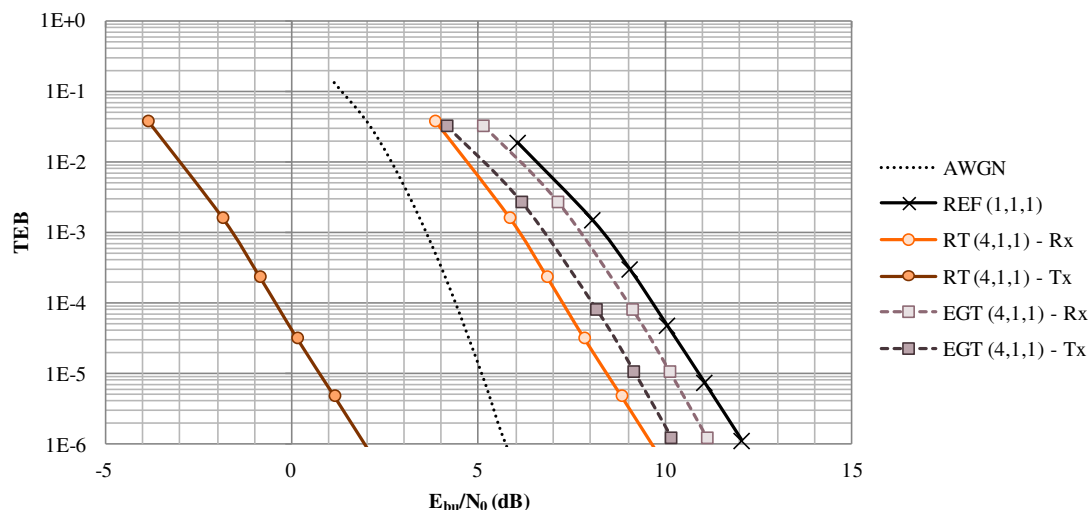


Figure 3-13 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 4 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz

La Figure 3-14 (2 antennes) et la Figure 3-15 (4 antennes) confirment cette tendance. Appliqué au mode VHT, le RT nécessite donc un minimum de 4 antennes pour obtenir de meilleures performances que l'EGT. De plus, si on tient compte de la différence de puissance, le RT peut être meilleur que l'EGT dès 2 antennes de transmission.

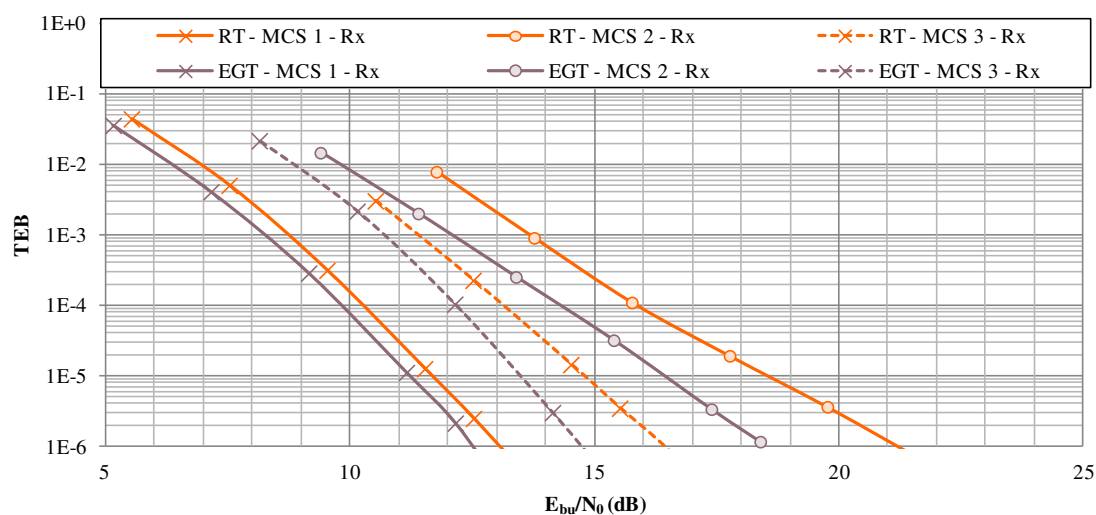


Figure 3-14 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 2 antennes de transmission, MCS 1, 2 et 3, Canal D, bande de transmission de 80 MHz

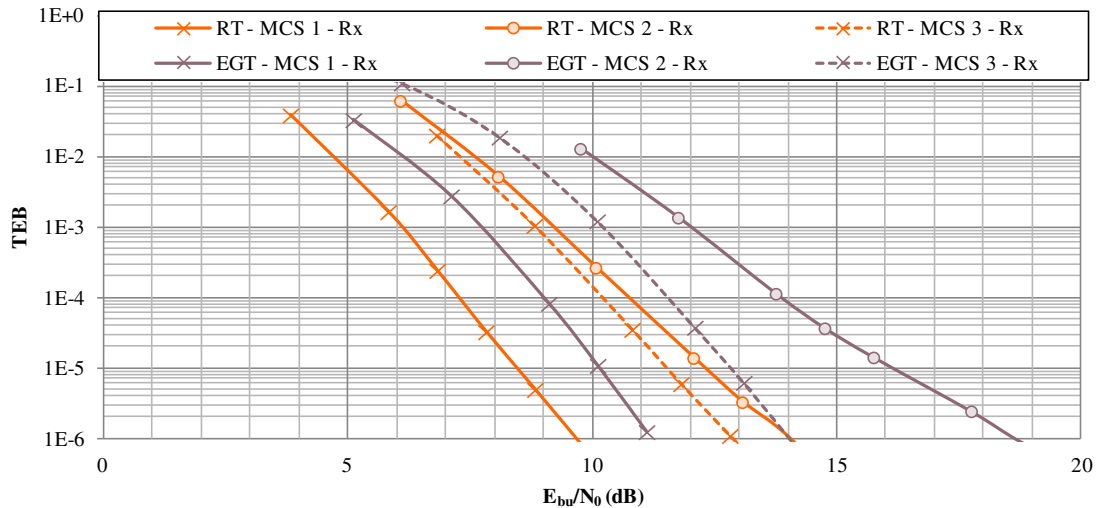


Figure 3-15 : Performances en TEB des systèmes RT et EGT pour 4 antennes de transmission, MCS 1, 2 et 3, Canal D, bande de transmission de 80 MHz

Malgré une exploitation de la diversité plus faible (cf. Tableau 2-2), l'augmentation du nombre d'antennes de transmission bénéficie plus au RT qu'à l'EGT grâce à la différence de puissance des canaux utilisés.

La Figure 3-16 compare les performances en TEB du RT pour 1, 2, 4 et 8 antennes de transmission lorsque la différence de puissance est négligée (normalisation en réception).

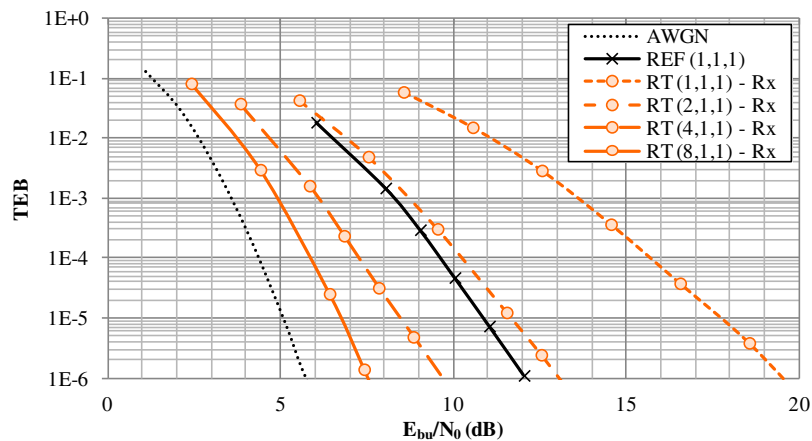


Figure 3-16 : Performances en TEB du systèmes RT pour 1, 2, 4 et 8 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz avec normalisation en réception

Plus on augmente le nombre d'antennes de transmission, plus on se rapproche du cas idéal (AWGN) qui correspond à une annulation totale des dégradations liées à l'effet multi-trajets.

Pour 2 antennes de réception, on trouve un résultat proche du cas référence (SISO) puisque le RT exploite une diversité de $N_T/2$. La différence de performances est due à une dégradation du décodage, dans le cas RT, générée par la modification de la CTF du canal.

De plus, la différence de puissance augmente avec le nombre d'antennes de transmission comme le montre la Figure 3-17.

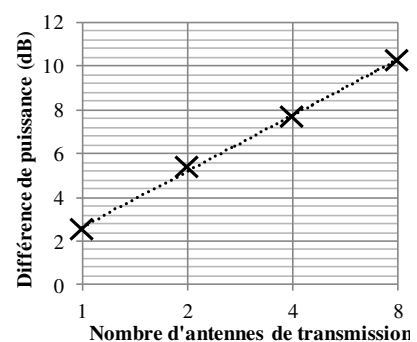


Figure 3-17 : Evolution de la différence de puissance en fonction du nombre d'antennes de transmission.

La Figure 3-18 compare les performances du RT pour 1, 2, 4 et 8 antennes de transmission avec normalisation du signal à l'émission :

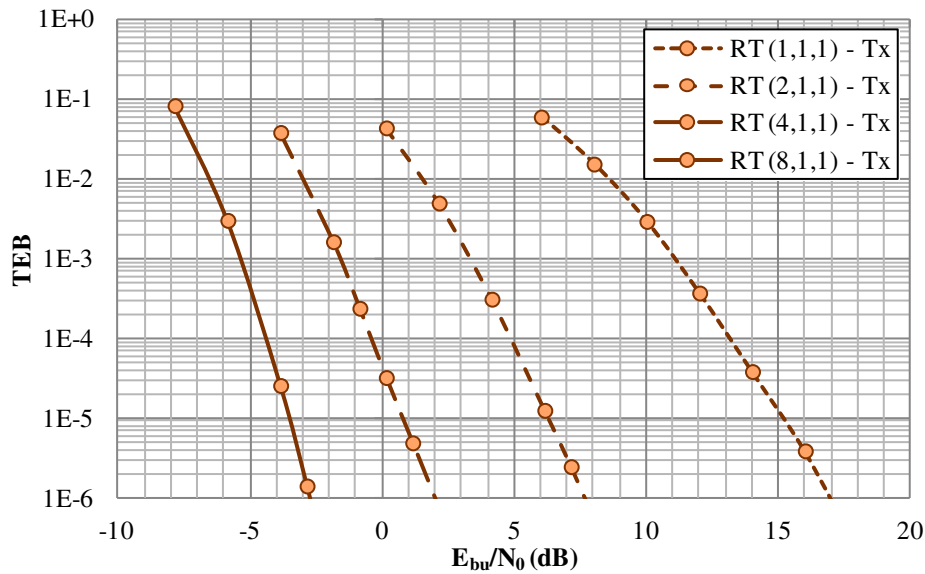


Figure 3-18 : Performances en TEB du systèmes RT pour 1, 2, 4 et 8 antennes de transmission, MCS 1, Canal D, bande de transmission de 80 MHz avec normalisation à l'émission

Grâce au RT et en utilisant les 8 antennes de transmissions disponibles pour les modes VHT du standard IEEE 802.11 [6], il est possible d'obtenir d'excellentes performances en TEB tout en maintenant des niveaux de puissance transmise très faible.

3.3 Résultats à 60 GHz

Dans cette partie, après une présentation rapide des modèles de canaux utilisés, on présente les résultats de l'application du RT et de l'EGT pour différents modes DMG dans les cas SISO et MISO (2,1,1).

3.3.1 Canaux à 60 GHz

En raison d'une longueur d'onde plus faible, les communications à 60 GHz subissent de pertes de propagation plus élevées. Cependant, la largeur de bande de transmission disponible (2640 MHz) permet d'obtenir des débits plus élevés avec un seul flux spatial. Les modes 60 GHz sont donc plus adaptés aux transmissions très haut-débit à courte portée.

Pour évaluer les performances des modes de transmission à 60 GHz, on utilise alors des modèles CEPD représentatifs des environnements résidentiels en LOS et OLOS/NLOS (*Obstructed LOS* pour ligne de mire obstruée) [34]. Leurs principales caractéristiques sont représentées dans le Tableau 3-2:

Canal	Scénario de propagation	Type d'antenne (ouverture)	Etalement moyen des retards (ns)
71	LOS	Sectorielle (40°)	1,73
72			2,28
76		Directive (10°)	0,61
73	OLOS/NLOS	Sectorielle (40°)	6,92
75			12,40

Tableau 3-2: Caractéristiques des canaux CEPD

Les différences de puissance dans le cas RT sont représentées sur la figure suivante :

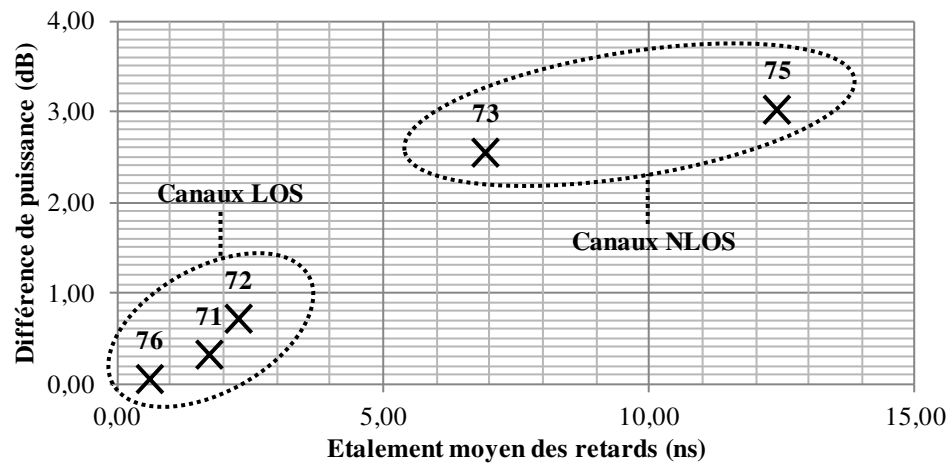


Figure 3-19 : Gains des canaux SISO CEPD dans le cas RT

Le canal 76 correspond au canal 71 mais avec une antenne de réception plus directive. De ce fait, moins de trajets sont perçus par le récepteur, la focalisation est moins précise et la différence de puissance plus faible.

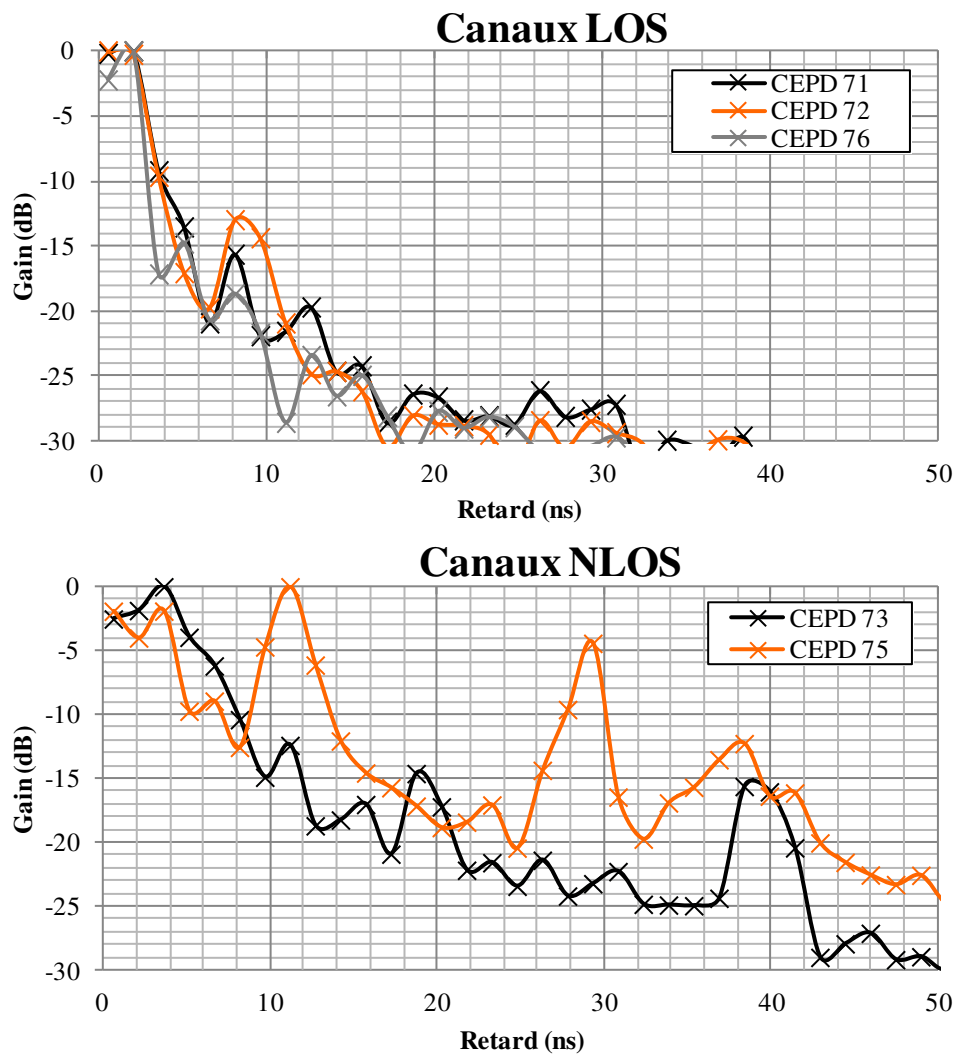


Figure 3-20 : Retards et gains moyens des trajets des clusters des canaux B, C et E

La Figure 3-20 présente les profils de puissances moyens des différents canaux CEPD avec synchronisation au début du premier pic significatif. Les profils de puissance sont affichés à partir du premier trajet (pic) significatif et le trajet principal est normalisé à 0 dB afin de pouvoir comparer les différences d'amplitudes des différents trajets.

3.3.2 Résultats en SISO

La largeur de bande disponible autour de 60 GHz permet d'augmenter le gain de canal lors de l'utilisation du RT dans le cas OLOS/NLOS. En revanche, dans le cas LOS, la prédominance du trajet principal ne permet pas d'obtenir une différence de puissance importante.

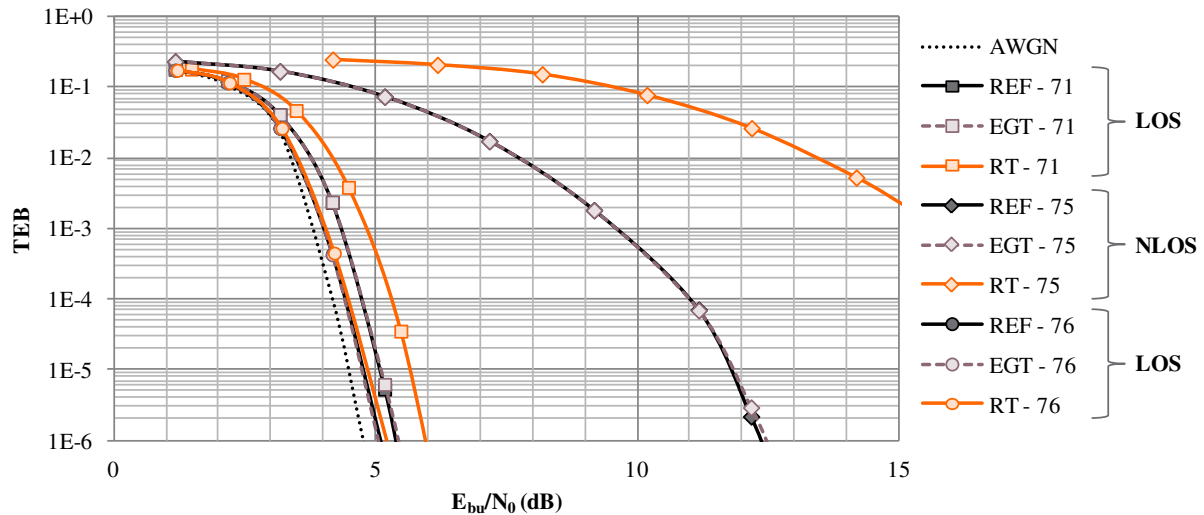


Figure 3-21 : Performances en TEB du MCS 15 des différents systèmes sur les canaux 71, 75 et 76.

La Figure 3-21 montre que pour le CEPD 76, les performances des différents systèmes sont identiques et que le RT est plus affecté par l'effet multi-trajets que les autres techniques. Comme à 5 GHz, plus la sélectivité en fréquence est élevée, plus les dégradations au niveau du récepteur liées au RT sont élevées et l'EGT présente les mêmes performances que le cas de référence sans précodage (REF).

En SISO, l'augmentation de la taille de la bande de transmission ne permet pas d'améliorer sensiblement les performances en taux d'erreurs du RT, comparativement au cas sans précodage et à l'EGT.

3.3.3 Résultats en MISO

Pour simuler le système MISO 2x1 à 60 GHz, on utilise deux scénarios distincts : le scénario LOS où on utilise le canal 71 et le canal 72 respectivement sur la première et la deuxième branche et le scénario NLOS où on utilise les canaux 73 et 75.

Les différentes différences de puissance pour les différents scénarios sont présentées dans le Tableau 3-3 :

Scénario	EGT	RTN
LOS	+2,82 dB	+3,23 dB
OLOS/ NLOS	+2,19 dB	+4,38 dB

Tableau 3-3: Différences de puissance en MISO à 60 GHz

Les performances en taux d'erreurs du RT et de l'EGT sont comparées à celles des codes espace-temps d'Alamouti (notés STBC, pour *Space-Time Block-Codes*) [56] qui exploitent une diversité $N_T = 2$ [42]. Cette technique ne nécessite pas la connaissance du canal à l'émission mais ne génère pas de différence de puissance.

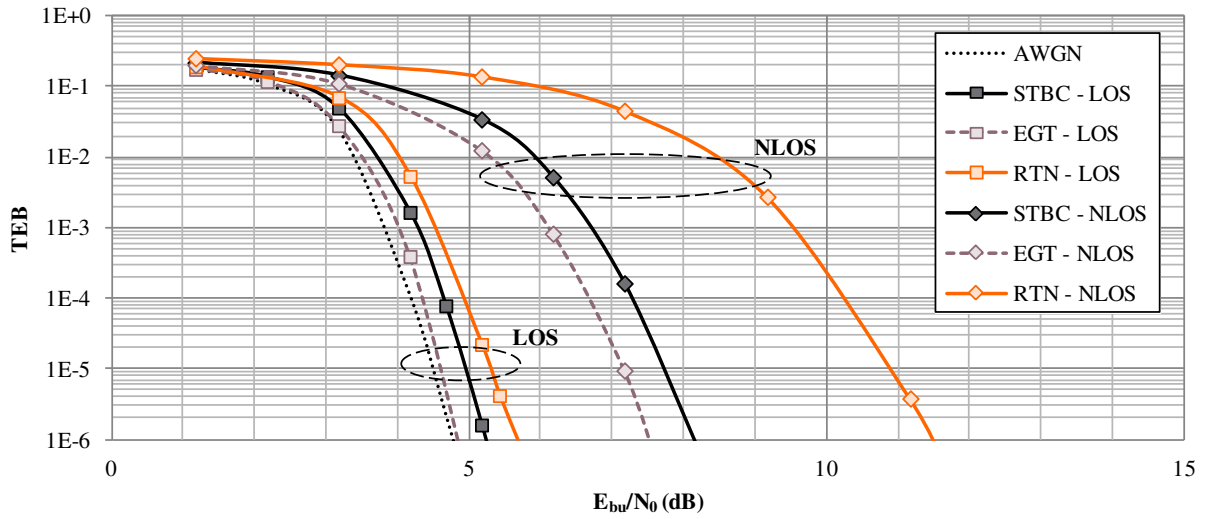


Figure 3-22 : Performances en TEB du MCS 15 des techniques STBC, EGT et RT dans les cas LOS et NLOS, SNR normalisé en réception.

Comme à 5 GHz, 2 antennes de transmission ne suffisent pas à améliorer les performances du RT par rapport à l'EGT lorsqu'on néglige la différence de puissance. Les codes STBC sont également meilleurs que le RT dans ce cas de figure, sauf si on tient compte de la différence de puissance comme le montre la Figure 3-23 (l'EGT reste cependant meilleur que le RT dans ce cas de figure).

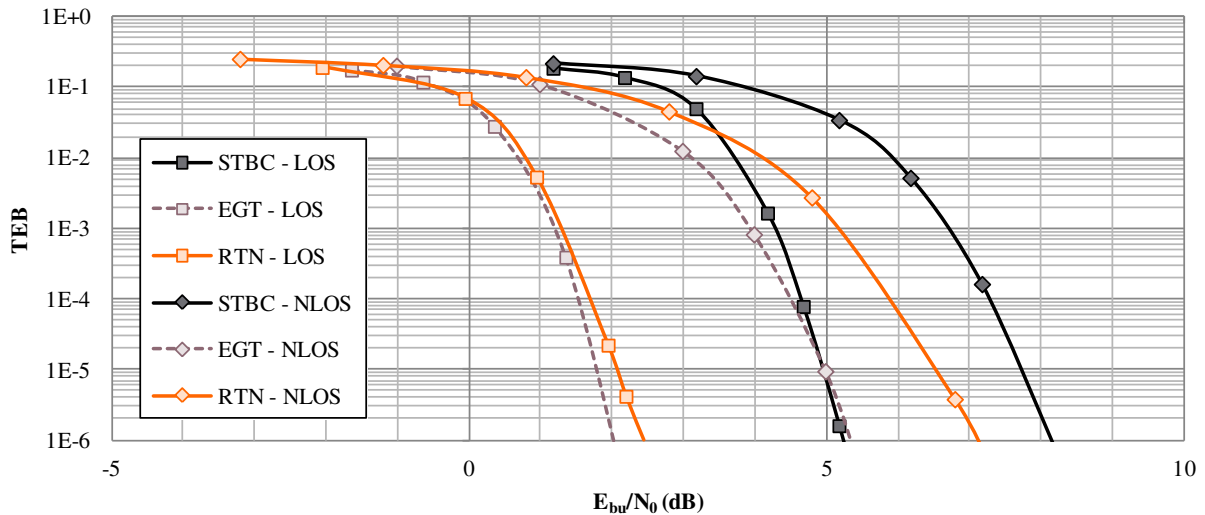


Figure 3-23 : Performances en TEB du MCS 15 des techniques STBC, EGT et RT dans les cas LOS et NLOS, SNR normalisé à l'émission.

L'écart des performances en taux d'erreurs entre le RT, l'EGT et les codes STBC dépend du MCS comme le montrent la Figure 3-24 et la Figure 3-25 (SNR normalisé à l'émission). Dans les différents cas d'usage, l'EGT présente les meilleures performances en taux d'erreurs que les autres techniques (bien que sa différence de puissance soit moins avantageuse que celle du RT).

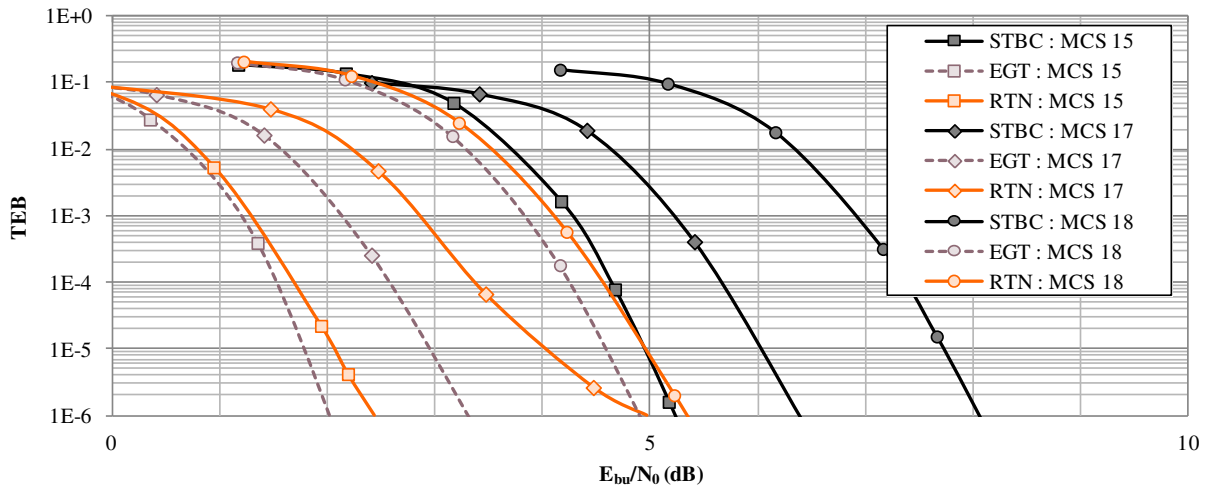


Figure 3-24 : Performances en TEB des MCS 15, 17 et 18 des différents systèmes dans le cas LOS, SNR normalisé à l'émission.

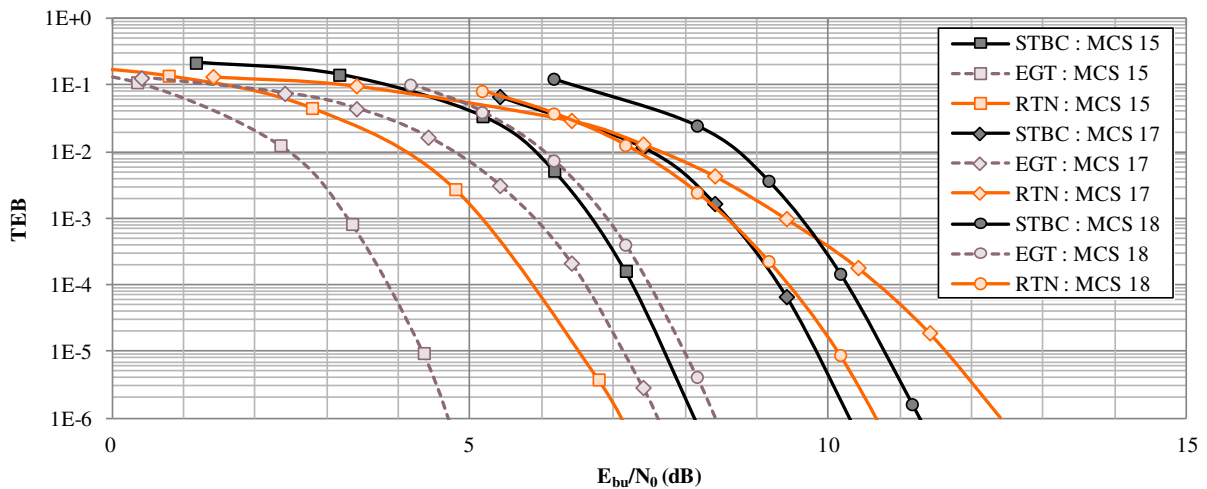


Figure 3-25 : Performances en TEB des MCS 15, 17 et 18 des différents systèmes dans le cas NLOS, SNR normalisé à l'émission.

Le RT exploite moins bien la diversité que les autres techniques (les pentes des courbes RT sont moins abruptes) mais bénéficie d'une différence de puissance positive suffisante pour que ses performances en taux d'erreurs soient meilleures que celles des codes STBC dans la plupart des cas. Cependant, on remarque que le RT est plus sensible au rendement du code correcteur puisque les courbes correspondant au rendement 3/4 (MCS 17) présentent une dégradation importante : présence d'un plancher d'erreur sur la Figure 3-24 et forte dégradation sur la Figure 3-25 qui conduit à de moins bonnes performances en taux d'erreurs que dans le cas STBC.

Pour les configurations testées, les performances en taux d'erreurs sont meilleures en LOS en raison de dégradations plus faibles liées à l'effet multi-trajets. Cependant, en extrapolant les résultats obtenus à 5 GHz, en augmentant le nombre d'antennes de transmission, il est possible d'atténuer les dégradations en réception générées par l'utilisation du RT et d'augmenter la différence de puissance. Ainsi, si on dispose de suffisamment d'antennes de transmission, l'environnement NLOS permet de meilleures performances.

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on a tout d'abord montré comment implémenter le RT et l'EGT dans les chaînes OFDM des modes VHT et DMG du standard 802.11 sans modifier le récepteur. Puis, nous avons évalué les performances de ces différents systèmes sur différents canaux.

Les résultats démontrent qu'il est possible d'améliorer l'efficacité énergétique de la couche physique grâce au RT et à l'EGT lorsqu'on dispose d'un minimum de 2 antennes de transmission. De plus, les dégradations du récepteur liées au RT (et qui résultent d'une moins bonne exploitation de la diversité) diminuent lorsqu'on augmente le nombre d'antennes de transmission et sont compensées à partir de 4 antennes de transmission sur nos scénarios VHT.

La différence de puissance générée par l'utilisation du RT est généralement positive et augmente avec la taille de la bande de transmission, la sélectivité du canal et le nombre d'antennes de transmission. Elle permet d'améliorer les performances du système dès qu'on dispose d'un minimum de 2 antennes de transmission, et, dans certains cas, d'obtenir de meilleurs résultats que la chaîne de référence sans précodage, les codes STBC ou même l'EGT. Cependant, ce paramètre dépend de l'environnement de propagation et ne peut donc pas garantir que le RT soit systématiquement meilleur que les autres techniques.

Ainsi, lorsqu'on ne dispose pas d'un minimum de 4 antennes de transmission, l'EGT est la technique qui présente les meilleurs résultats car elle ne génère pas de dégradation dans le cas SISO et bénéficie de la combinaison constructive des signaux en réception dans le cas MISO(2,1,1).

Bien que les codes STBC présentent de moins bonnes performances que le RT et l'EGT pour 2 antennes de transmission, leur compromis performance-complexité est meilleur puisqu'ils ne nécessitent pas la connaissance du canal à l'émission (technique en boucle ouverte). En revanche, au-delà de 4 antennes de transmission, le RT et l'EGT semblent présenter le meilleur compromis performance-complexité.

Ce chapitre montre qu'il est possible d'améliorer l'efficacité énergétique des systèmes grâce à ces techniques à faible complexité d'implémentation et ne nécessitant pas de modification de la couche physique du récepteur (il est cependant nécessaire de modifier certains protocoles de la couche MAC comme nous le verrons dans le Chapitre 5).

Dans le chapitre suivant, on s'intéresse aux autres modifications de la couche PHY permettant d'améliorer l'efficacité énergétique des systèmes.

Chapitre 4

Optimisations vertes de la couche physique

Sommaire

4.1	Choix du codage de canal.....	67
4.1.1	Extension des modes DMG à l'aide des modes VHT	67
4.1.2	Comparaison des performances	69
4.2	Génération des MCS	72
4.2.1	Sélection intelligente des MCS.....	72
4.2.2	Comparaison des performances	72
4.3	Ajout des techniques multi-antennes	73
4.3.1	Comparaison des codes correcteurs.....	73
4.3.2	Nouveau MCS	75
4.4	Conclusion	76

Dans ce chapitre, nous proposons une analyse d'autres éléments de la couche physique. On s'intéresse tout d'abord au choix de la technique de codage de canal, puis, à la génération des MCS. Ces deux points font l'objet de modifications permettant d'améliorer l'efficacité énergétique des systèmes qui sont ensuite combinées aux techniques multi-antennes.

4.1 Choix du codage de canal

Comme évoqué en 1.3.1, il existe plusieurs types de codage correcteur d'erreurs. Le choix du codage correcteur influe directement sur les performances du système ainsi que sa complexité.

Bien qu'ayant généralement des meilleures performances de décodage, les techniques les plus évoluées tels que les codes LDPC nécessitent un décodage itératif générant une complexité élevée et donc une consommation énergétique accrue causée par le grand nombre d'opérations de calculs nécessaires.

Dans cette section, on compare les performances de décodage des codes LDPC et des codes BCC. La comparaison est réalisée en SISO à l'aide du mode DMG selon différents scénarios de propagation LOS (CEPD 71) et NLOS (CEPD 75).

4.1.1 Extension des modes DMG à l'aide des modes VHT

Les modes DMG qui permettent d'obtenir les meilleurs débits utilisent la modulation OFDM [7] (cf. 1.3.3). Ces modes imposent l'utilisation du codage LDPC contrairement aux modes VHT [6] qui autorisent le codage BCC et le codage LDPC.

Conjointement à l'OFDM, le DMG permet l'utilisation des modulations SQPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM associées aux rendements de code 1/2, 5/8, 3/4 et 13/16 tandis que le VHT permet l'utilisation des modulations BPSK, QPSK, 16-QAM et 64-QAM associées aux rendements de code 1/2, 2/3, 3/4 et 5/6.

En théorie, 16 MCS différents sont possibles pour chacune des configurations. En pratique, seulement 12 sont utilisés par le mode DMG et 8 par le mode VHT. De plus le Tableau 4-1 montre qu'il est possible de faire correspondre chaque MCS DMG avec un MCS VHT tout en garantissant une faible différence de bits utiles par porteuse de données N_{DBPC} :

DMG (LDPC)			VHT (LDPC ou BCC)			Différence
Index	MCS	N_{DBPC}	Index	MCS	N_{DBPC}	
13	SQPSK 1/2	0,50	0	BPSK 1/2	0,50	0 %
-	SQPSK 5/8	0,63		BPSK 2/3	0,67	+ 6,66 %
-	SQPSK 3/4	0,75	-	BPSK 3/4	0,75	0 %
14	SQPSK 13/16	0,81	-	BPSK 5/6	0,83	+ 2,56 %
15	QPSK 1/2	1,00	1	QPSK 1/2	1,00	0 %
16	QPSK 5/8	1,25	-	QPSK 2/3	1,33	+ 6,66 %
17	QPSK 3/4	1,50	2	QPSK 3/4	1,50	0 %
-	QPSK 13/16	1,63	-	QPSK 5/6	1,67	+ 2,56 %
18	16-QAM 1/2	2,00	3	16-QAM 1/2	2,00	0 %
19	16-QAM 5/8	2,50	-	16-QAM 2/3	2,67	+ 6,66 %
20	16-QAM 3/4	3,00	4	16-QAM 3/4	3,00	0 %
21	16-QAM 13/16	3,25	-	16-QAM 5/6	3,33	+ 2,56 %
-	64-QAM 1/2	3,00	-	64-QAM 1/2	3,00	0 %
22	64-QAM 5/8	3,75	5	64-QAM 2/3	4,00	+ 6,66 %
23	64-QAM 3/4	4,50	6	64-QAM 3/4	4,50	0 %
24	64-QAM 13/16	4,88	7	64-QAM 5/6	5,00	+ 2,56 %

Tableau 4-1: Ensemble des MCS réalisables par les modes DMG et VHT

Pour comparer les performances des codes LDPC et BCC, on utilise les MCS 0, 1, 2, 3, 4 et 6 du mode VHT à la place des modes 13, 15, 17, 18, 20 et 23 du mode DMG. Les débits utiles correspondants à chacun des MCS du mode DMG sont inchangés.

Pour les codes BCC, il est nécessaire d'effectuer une opération d'entrelacement permettant de lutter contre les évanouissements fréquentiels du canal de propagation. Ainsi, le standard IEEE 802.11 décrit deux opérations d'entrelacements à réaliser après l'opération de codage de canal :

- Le premier entrelacement permet de s'assurer que les bits codés successifs sont affectés à des sous-porteuses non adjacentes.
- Le second entrelacement permet de réaliser une alternance des bits codés de poids fort et de poids faible sur la constellation.

La première opération d'entrelacement est réalisée par un entrelaceur matriciel dont les dimensions dépendent du nombre de sous-porteuses de données. A l'instar des paramètres de la modulation OFDM, le standard IEEE 802.11 définit donc une matrice d'entrelacement par taille de bande de transmission disponible pour les modes VHT. Cependant, puisque les codes BCC ne sont pas disponibles pour les modes DMG, le standard ne prévoit pas d'entrelacement, il est donc nécessaire de définir une matrice permettant de réaliser la première opération d'entrelacement.

Pour entrelacer correctement les bits codés, il faut respecter l'équation

$$N_{ROW} \cdot N_{COL} = N_{SD} \cdot N_{BPSC} \quad (4-1)$$

où N_{ROW} et N_{COL} représentent respectivement le nombre de lignes et de colonnes de la matrice d'entrelacement. N_{BPSC} est le nombre de bits codés par porteuse de données.

Pour définir les dimensions de la nouvelle matrice d'entrelacement, on se base sur les dimensions des matrices du mode VHT que l'on extrapole pour les adapter au nombre de porteuses du mode DMG. Les dimensions des différentes matrices sont présentées dans le Tableau 4-2.

	VHT			DMG
W	20 MHz	40 MHz	80 MHz	2640 MHz
N_{SD}	52	108	234	336
N_{COL}	13	18	26	28
N_{ROW}	$4 \cdot N_{BPSC}$	$6 \cdot N_{BPSC}$	$9 \cdot N_{BPSC}$	$12 \cdot N_{BPSC}$

Tableau 4-2: Dimensionnement de la matrice d'entrelacement

La deuxième opération d'entrelacement du mode VHT est applicable sans modification au mode DMG.

4.1.2 Comparaison des performances

Les performances de référence (LDPC) sont comparées avec le cas idéal (AWGN) sur la Figure 4-1 dans le cas LOS et la Figure 4-2 dans le cas NLOS. Les résultats montrent que la dégradation, par rapport au cas idéal des performances en NLOS est plus sévère pour les MCS 17 et 20 que pour les MCS 15 et 18 qui correspondent à des rendements de codage correcteur plus faibles.

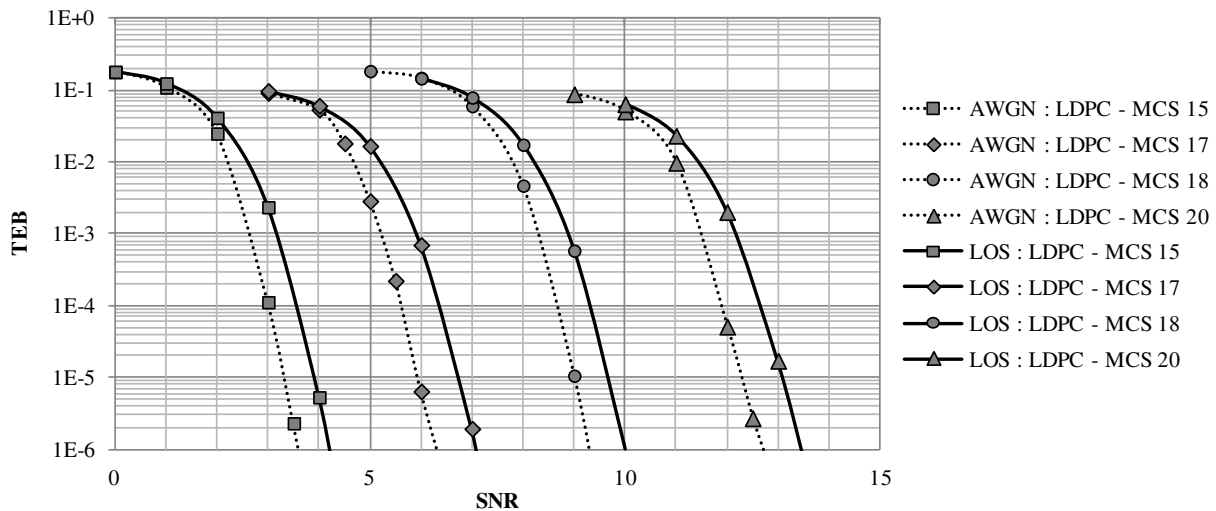


Figure 4-1 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec LDPC dans le cas LOS

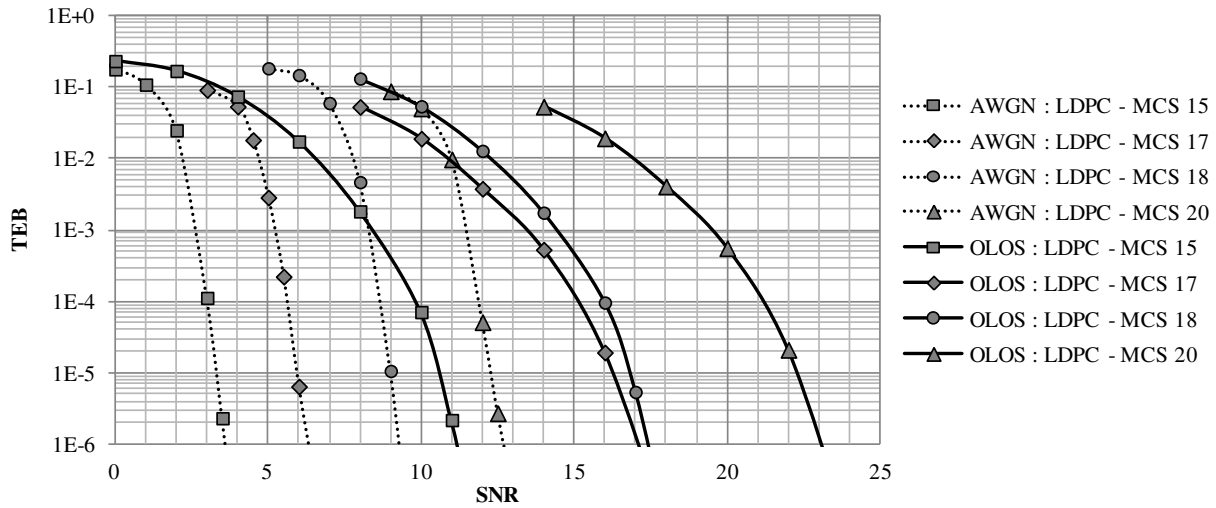


Figure 4-2 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec LDPC dans le cas NLOS

Si on remplace les codes LDPC par les codes BCC décrits en 4.1.1, on obtient les performances de la Figure 4-3 pour le cas LOS et de la Figure 4-4 pour le cas NLOS. A l'instar du cas LDPC, les MCS correspondants à un rendement de code élevé subissent plus de dégradations.

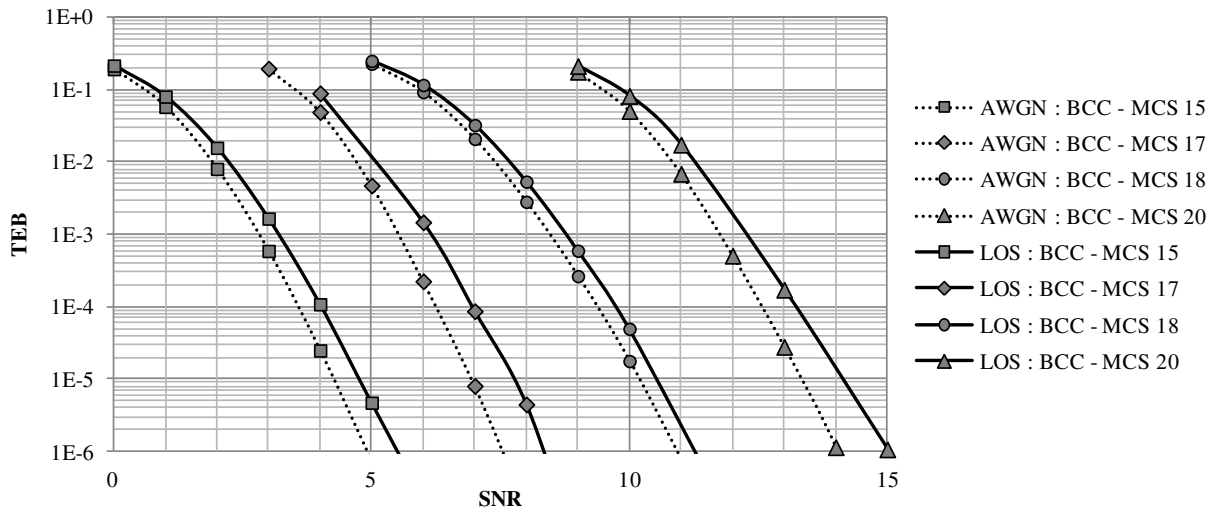


Figure 4-3 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec BCC dans le cas LOS

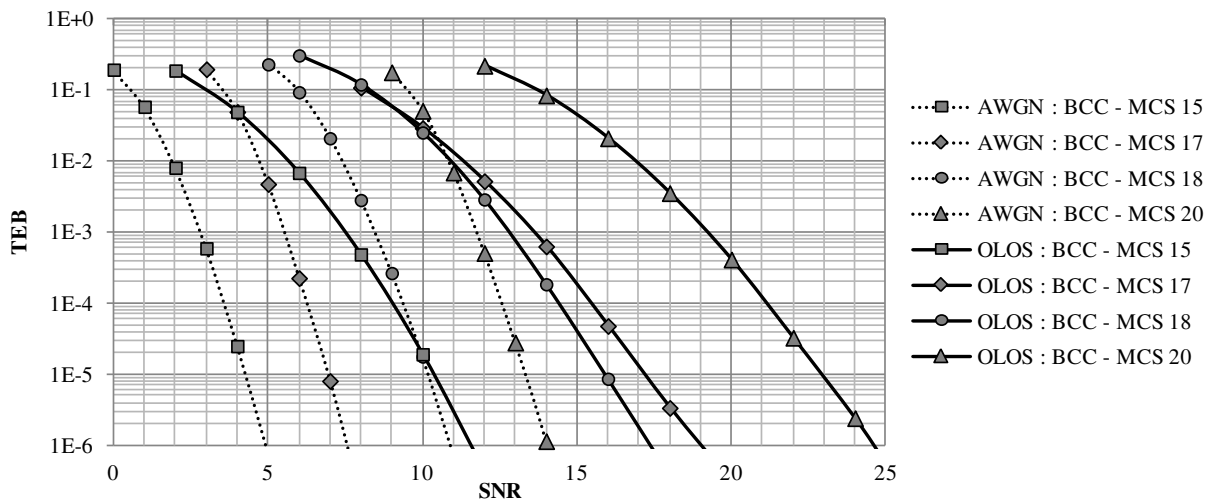


Figure 4-4 : Performances en TEB des MCS 15, 17, 18 et 20 avec BCC dans le cas NLOS

En comparant les différentes figures, on s'aperçoit que les codes BCC subissent moins de dégradations que les codes LDPC bien que leurs performances soient inférieures à celles des codes LDPC sur canal gaussien.

La Figure 4-5 montre la comparaison des performances des différents codes dans le cas LOS et la Figure 4-6 dans le cas NLOS.

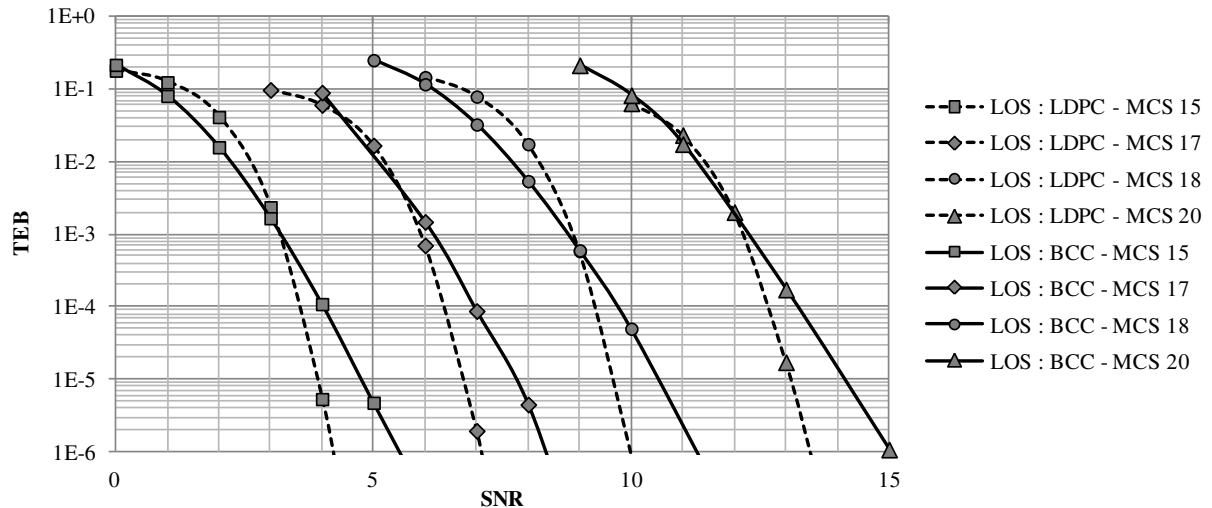


Figure 4-5 : Performances en TEB des différents codes pour les MCS 15, 17, 18 et 20 dans le cas LOS

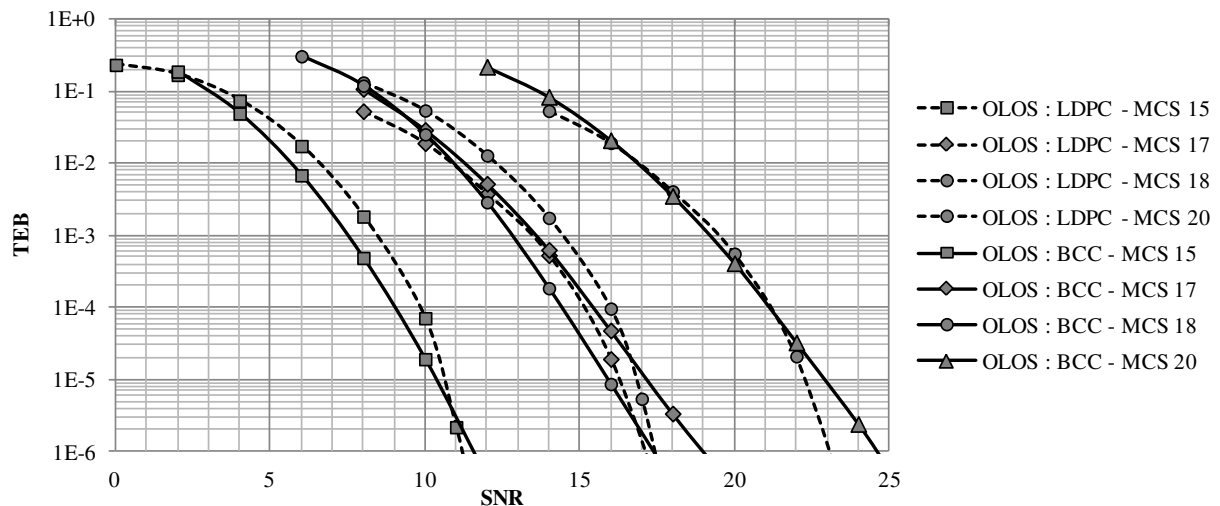


Figure 4-6 : Performances en TEB des différents codes pour les MCS 15, 17, 18 et 20 dans le cas NLOS

Dans le cas LOS, les codes BCC obtiennent des performances meilleures ou similaires aux codes LDPC jusqu'à un TEB cible d'environ 10^{-3} .

Dans le cas NLOS, les codes BCC permettent d'obtenir de meilleures performances que les codes LDPC dans certaines configurations : jusqu'à un TEB cible de 10^{-4} pour les MCS 17 et 20 et jusqu'à un TEB cible d'environ 10^{-6} pour les MCS 15 et 17. Ainsi, en fonction de la qualité de service désirée et de l'environnement de propagation, les codes BCC peuvent devancer les LDPC. A performance égale, les BCC sont plus avantageux en raison d'une plus faible complexité d'implémentation.

4.2 Génération des MCS

Les résultats de la section précédente montrent que les rendements de code élevés subissent plus de dégradation que les rendements de code faibles, surtout dans le cas NLOS. Pour augmenter le débit délivré, il est alors plus intéressant d'augmenter le nombre d'états de la modulation plutôt que d'augmenter le rendement du code correcteur. Pour cela, il faut pouvoir choisir parmi une grande diversité de MCS.

Mais, en raison d'un manque d'intelligence des algorithmes de sélections utilisés, les standards limitent le nombre de MCS disponibles et donc les possibilités d'optimisation des systèmes.

4.2.1 Sélection intelligente des MCS

Le nombre de MCS réalisables par un système, c'est-à-dire tous ceux qui peuvent être créés en associant les différentes modulations avec les différents rendements de codes disponibles, est différent du nombre de MCS utilisables, c'est-à-dire ceux qui sont autorisés par le standard. Le Tableau 4-1 recense l'ensemble des MCS réalisables et des MCS disponibles (identifiés par un numéro d'index).

Si certains MCS réalisables ne sont pas disponibles, c'est parce que la technique d'adaptation de lien communément utilisée dans le standard IEEE 802.11 discrimine les différents MCS en fonction de leur débit. Les modes réalisables ayant des débits proches ou identiques sont donc supprimés. Pourtant, il peut être avantageux de réaliser un débit équivalent ou identique à l'aide d'un MCS différent. Par exemple, la 16-QAM 3/4 et la 64-QAM 1/2 ont la même efficacité spectrale, mais des performances différentes en fonction de la situation de propagation.

Avec l'émergence des nouvelles techniques d'adaptation de lien telle que la métrique BLV décrite en 2.5.2, il est désormais possible de discriminer les MCS selon de nouveaux critères et ainsi d'augmenter les possibilités d'adaptation du système.

4.2.2 Comparaison des performances

Par analogie avec la description des modes DMG, on appelle MCS 20' l'association de la 64-QAM avec le rendement de code 1/2. La Figure 4-7 compare les performances des MCS 20 et 20' avec codage LDPC et la Figure 4-8 avec codage BCC. Avec les codes LDPC, le MCS 20 a de meilleures performances en LOS et en NLOS. En revanche, avec les codes BCC, le MCS 20' obtient de meilleures performances que le MCS 20 dans le cas NLOS puisqu'il correspond à un rendement de code (1/2) subissant donc moins de dégradations.

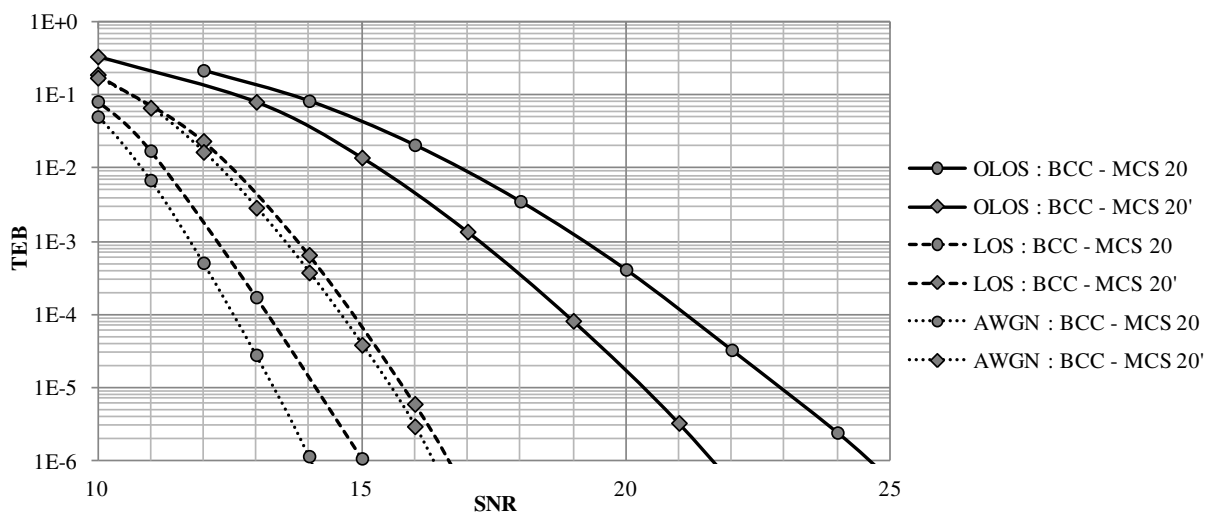


Figure 4-7 : Performances en TEB des codes BCC pour les MCS 20 et 20' dans les cas LOS et NLOS

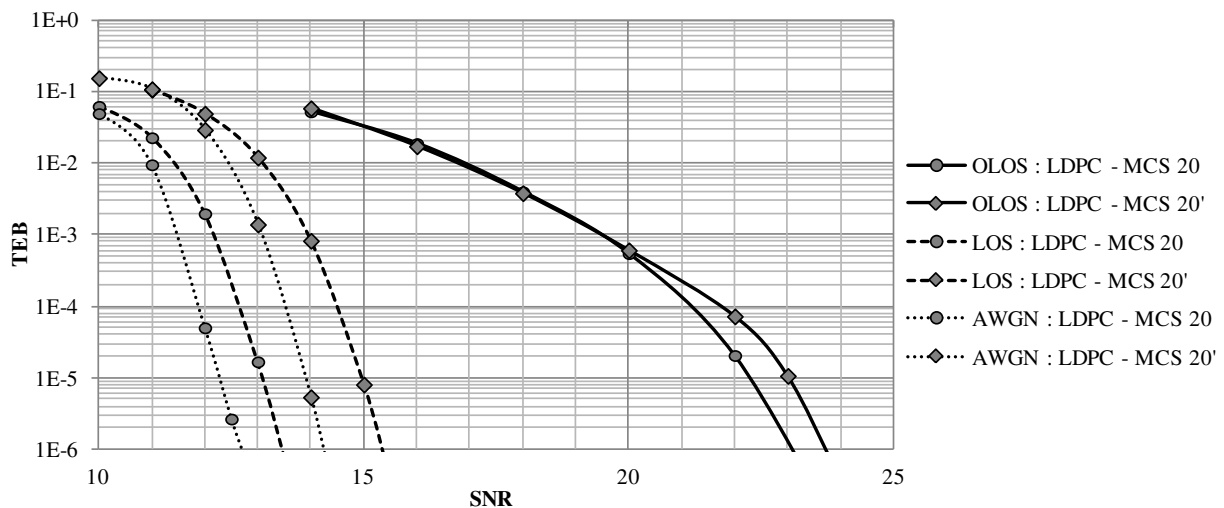


Figure 4-8 : Performances en TEB des codes LDPC pour les MCS 20 et 20' dans les cas LOS et NLOS

En NLOS, si on utilise le MCS 20' conjointement aux codes BCC (plutôt que le MCS 20 et les codes LDPC) on gagne près de 1,5 dB pour un TEB cible de 10^{-6} tout en réduisant la complexité du système.

Ces résultats montrent que de simples modifications du standard conjuguées à une sélection plus intelligente des modes de transmission peuvent permettre de réduire la complexité des systèmes tout en améliorant les performances.

4.3 Ajout des techniques multi-antennes

Dans cette section, on combine les modifications proposées au STBC et au RT pour évaluer leur impact dans le cas multi-antennes.

4.3.1 Comparaison des codes correcteurs

Dans le cas MISO (2,1,1) LOS (CEPD 71 et CEPD 72) les dégradations en réception sont similaires avec les BCC (Figure 4-9) et les LDPC (Figure 4-10) sauf pour le RT qui est moins dégradé avec les LDPC. Cependant, en RT, plus sensible au rendement du code correcteur, le MCS 17 présente un plancher d'erreurs dans le cas LDPC mais pas avec les BCC.

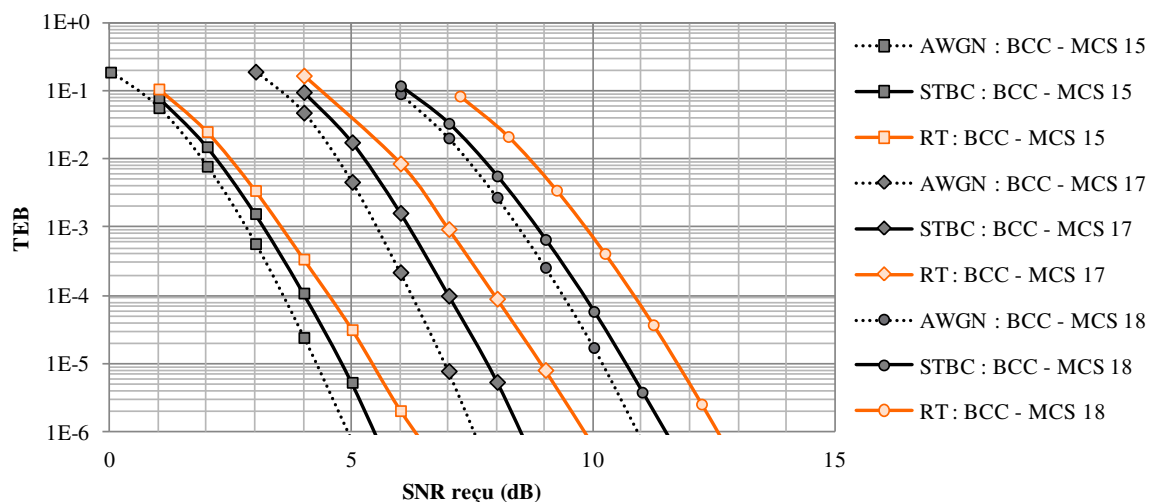


Figure 4-9 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en LOS avec codage BCC.

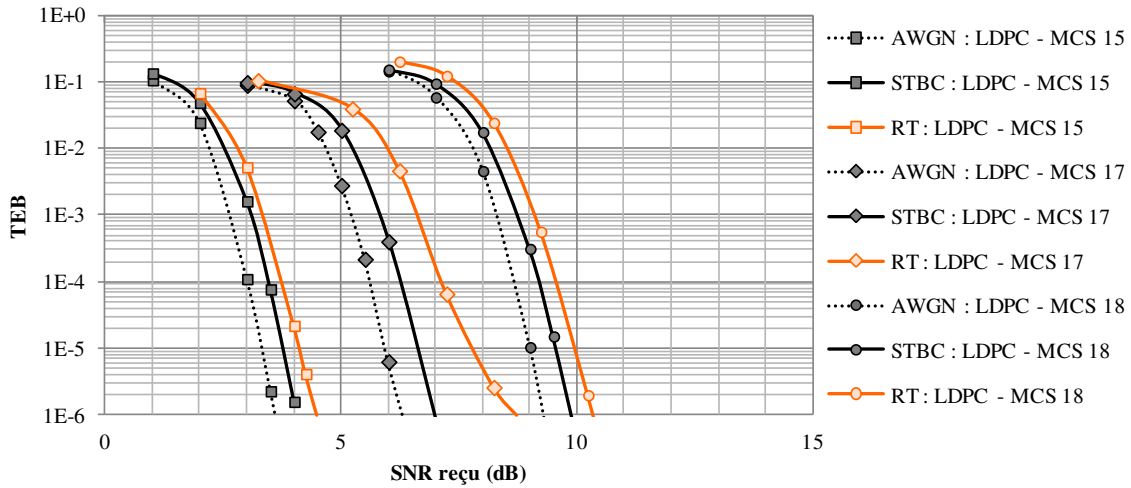


Figure 4-10 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en LOS avec codage LDPC.

Dans l'environnement NLOS, les dégradations en réception du STBC sont plus fortes en BCC (Figure 4-11) qu'en LDPC (Figure 4-12). En revanche, le RT présente une tendance inverse : les dégradations en réception sont plus fortes avec les LDPC qu'avec les BCC. Le MCS 17 qui correspond à un rendement de code 3/4 est celui qui subit le plus de dégradations.

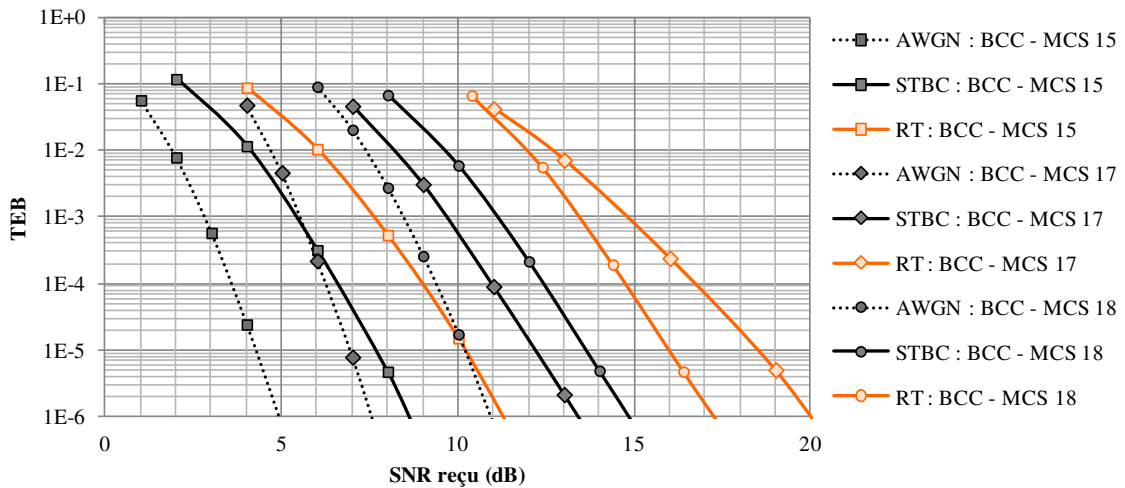


Figure 4-11 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en NLOS avec codage BCC.

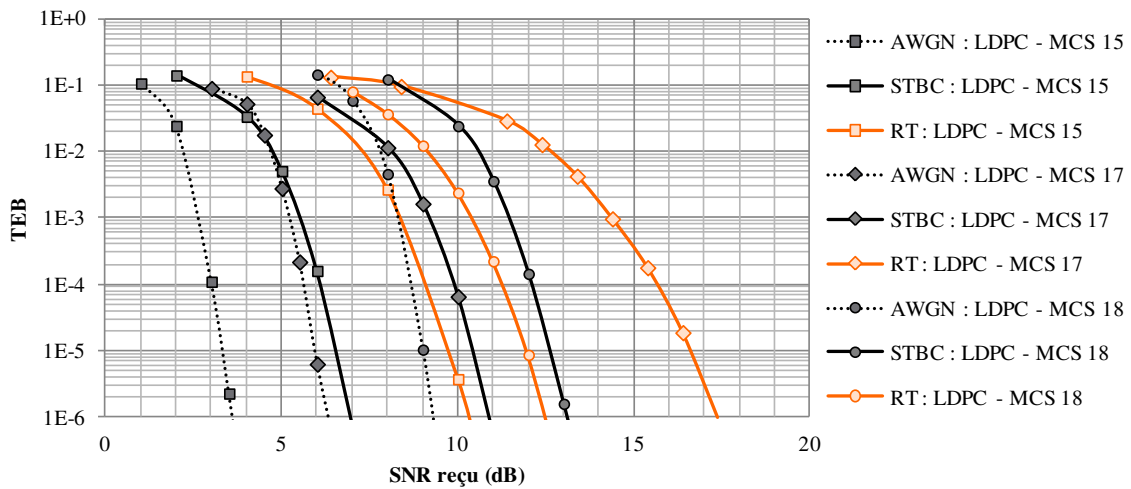


Figure 4-12 : Performances des MCS 15, 17 et 18 en NLOS avec codage LDPC.

Les performances en TEB du RT sont plus sensibles au codage correcteur que celles du STBC, notamment dans le cas du rendement de code 3/4. La modification du canal équivalent liée à l'utilisation du RT dégrade les performances du code correcteur, notamment les codes LDPC qui, en raison de leur caractère itératif, sont plus sensibles aux écarts des rapports de vraisemblance.

Si on tient compte de la différence de puissance (négligé jusqu'à présent) et qu'on compare les performances des STBC et du RT avec les différents codes correcteurs (Figure 4-13 en LOS et Figure 4-14 en NLOS) on remarque que les codes LDPC sont désormais plus performants que les codes BCC. La diversité exploitée par les différentes techniques multi-antennes permet d'atténuer les dégradations des performances et permettent aux codes LDPC de mieux exploiter leurs performances.

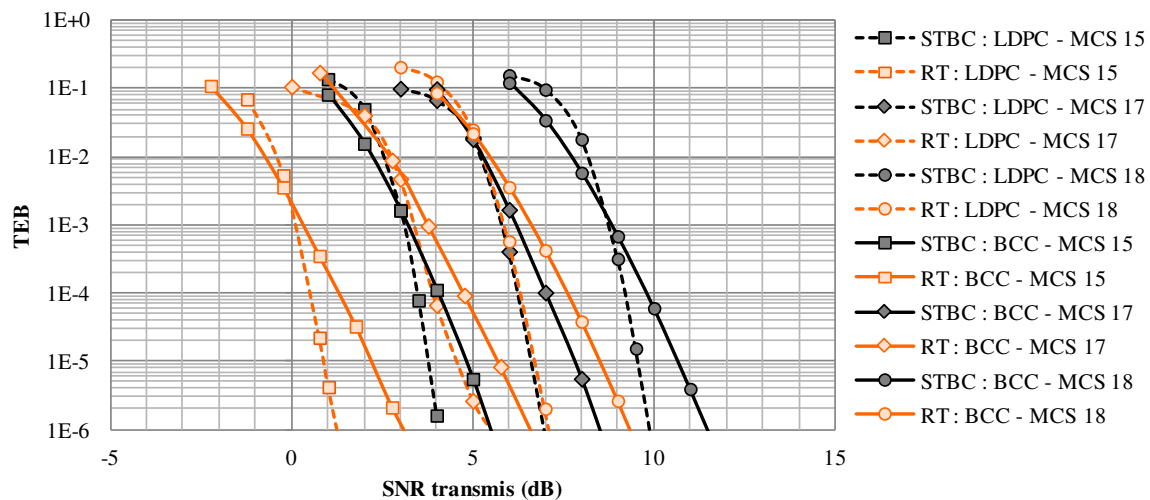


Figure 4-13 : Performances comparées des différents codes correcteurs pour les MCS 15, 17 et 18 en LOS.

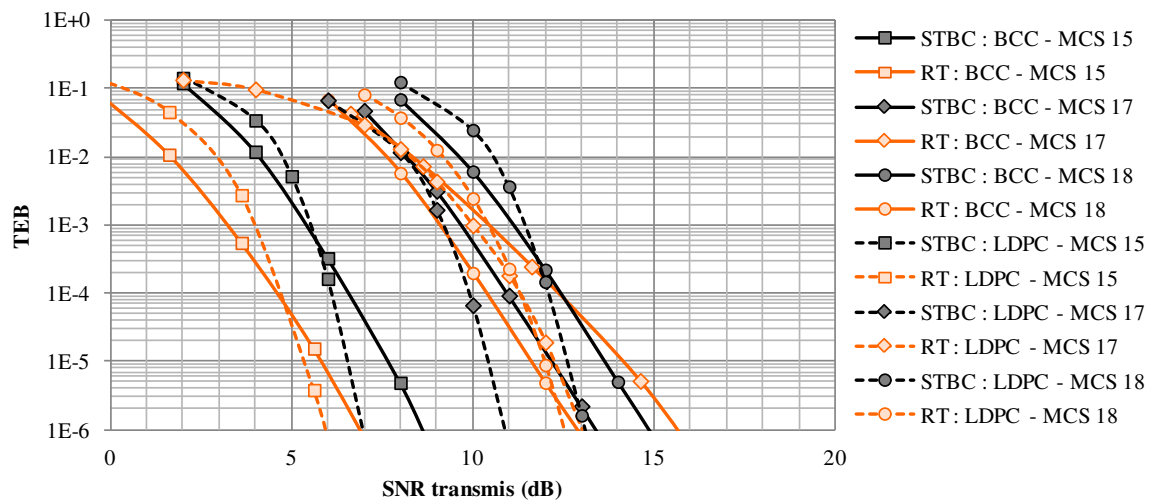


Figure 4-14 : Performances comparées des différents codes correcteurs pour les MCS 15, 17 et 18 en LOS.

Bien que les dégradations en réception du cas RT soient plus fortes que celles du cas STBC, grâce à la différence de puissance obtenue, le RT permet tout de même d'améliorer les performances du système par rapport aux STBCs.

4.3.2 Nouveau MCS

Comme constaté dans la section précédente, l'ajout des techniques multi-antennes permet de diminuer globalement les dégradations au niveau du récepteur. Ainsi, dans le cas STBC, avec les codes LDPC, on remarque que les performances du MCS 20 sont bien meilleures que celles du MCS 20' bien que la dégradation en NLOS du MCS 20' soit moins forte que celle du MCS 20 (Figure 4-15).

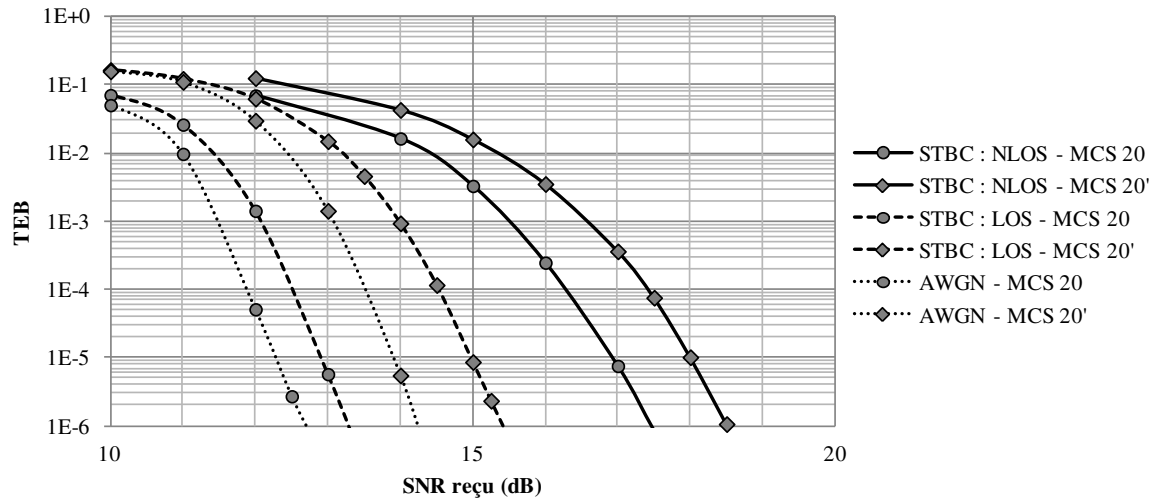


Figure 4-15 : Performances comparées des différents codes correcteurs pour les MCS 15, 17 et 18 en LOS.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, on montre que de simples modifications de la couche PHY permettent d'améliorer la performance des systèmes à condition de disposer d'un mécanisme d'adaptation de lien suffisamment performant.

Sous certaines conditions, des codes correcteurs simples, tels que les codes BCC, présentent des performances supérieures à des codes plus évolués, tels que les codes LDPC, en ayant une complexité, et donc une consommation énergétique, plus faible.

L'utilisation de certains MCS réalisables par la couche PHY mais non utilisés (les algorithmes de sélection de lien n'étant actuellement pas assez évolués pour les différencier d'autres MCS existants) permettrait d'améliorer l'adaptabilité des systèmes aux conditions de propagation. Il est donc essentiel d'utiliser des algorithmes d'adaptation de lien basés sur plusieurs paramètres afin de pouvoir bénéficier de la diversité des modes réalisables.

Les modifications proposées sont surtout efficaces en SISO dans un environnement de propagation de type NLOS. Cependant, lorsqu'on utilise des techniques multi-antennes, les dégradations en réception liées à l'effet multi-trajets sont atténuées et les modifications apportées ne permettent plus d'obtenir des gains substantiels dans les situations de propagation étudiées.

Dans le chapitre suivant, on s'intéresse à l'influence de l'utilisation des techniques de focalisation au niveau de la couche de liaison.

Chapitre 5

Application du retournement temporel au niveau du lien radio

Sommaire

5.1	Fréquence de l'estimation de canal	77
5.1.1	Evolution du canal équivalent	78
5.1.2	Impact sur le gain de canal	79
5.1.3	Impact sur les performances en taux d'erreurs	80
5.1.4	Les différents canaux estimés	81
5.2	Protocoles d'estimation de canal	82
5.2.1	Estimation implicite ou explicite	82
5.2.2	Impact de la méthode d'accès	83
5.2.3	Estimation immédiate, retardée ou non sollicitée	84
5.3	Efficacité énergétique du lien radio	85
5.3.1	Définitions et hypothèses.....	86
5.3.2	Optimisation de l'efficacité énergétique	87
5.4	Conclusion	89

Pour pouvoir appliquer la technique de retournement temporel, l'émetteur doit connaître, en temps réel, l'état du canal de propagation. Il est alors nécessaire de définir, au niveau de la couche MAC, des protocoles permettant d'obtenir cette estimation. Leur définition doit tenir compte des propriétés du système ainsi que de celles du canal de propagation. Dans ce chapitre, on étudie d'abord l'influence de l'estimation du canal sur les performances du retournement temporel, puis on s'intéresse à la définition de protocoles d'estimation tenant compte des propriétés du système avant d'analyser les performances énergétiques cross-layer du retournement temporel.

5.1 Fréquence de l'estimation de canal

Dans les chapitres précédents, on a considéré que l'estimation du canal était parfaite et instantanée. En réalité l'estimation du canal peut subir différentes dégradations qui vont affecter les performances du retournement temporel. Dans le cas des canaux variant dans le temps, la durée entre l'estimation de canal et l'utilisation de l'estimation pour appliquer le retournement temporel influe directement sur les performances du système.

Cette section, décrit l'impact de la fréquence d'estimation du canal sur les performances du retournement temporel.

5.1.1 Evolution du canal équivalent

La formule (2-16) de la partie 2.4.3 décrit l'expression du canal équivalent RT lorsque l'estimation du canal est parfaite et instantanée. Si on considère le retard Δt entre l'estimation du canal et l'application du filtre RT, le canal équivalent s'exprime alors :

$$h_{eq}(t, \tau) = \hat{h}^*(t - \Delta t, \tau_{max} - \tau) * h(t, \tau) \quad (5-1)$$

où \hat{h} représente la valeur estimée du canal de propagation. Il est possible d'estimer \hat{h} de différentes manières, par exemple, à l'aide d'un préambule contenu dans l'entête du paquet PHY comme cela est fait dans le cadre du standard IEEE 802.11 [4] [57].

Soit $Seq(f)$ la séquence connue dans le domaine fréquentiel. Le signal reçu est alors :

$$Y(t, f) = Seq(f) \cdot H(t, f) + Z(t, f). \quad (5-2)$$

Pour estimer le canal, on peut alors simplement faire une division dans le domaine fréquentiel du signal reçu par la séquence connue. On obtient alors l'estimation de canal $\hat{H}(t, f)$ suivante :

$$\hat{H}(t, f) = \frac{Y(t, f)}{Seq(f)} = H(t, f) + \frac{Z(t, f)}{Seq(f)}. \quad (5-3)$$

Pour améliorer la qualité de l'estimation, on peut répéter N fois cette opération et moyenner les différentes estimations :

$$\hat{H}(t_N, f) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left\{ H(t_n, f) + \frac{Z(t_n, f)}{Seq_n(f)} \right\}. \quad (5-4)$$

Ainsi, si le canal ne varie pas sur la période d'estimation entre t_1 et t_N . Avec un nombre suffisant d'échantillons le terme de bruit va tendre vers 0.

L'étude réalisée dans [58] montre que le retournement temporel est robuste aux erreurs d'estimation. On s'intéresse alors à la dégradation générée par le retard Δt . Si ce retard est nul et que l'estimation est parfaite, le canal équivalent est bien l'autocorrélation du canal estimé. Cependant, si Δt augmente, h_{eq} devient une corrélation croisée entre \hat{h} et h ce qui se traduit par une détérioration de la focalisation comme le montre la Figure 5-1 : l'amplitude du pic principal de la CIR décroît lorsque que Δt augmente.

On observe également une dégradation de la CTF : à l'instant de l'estimation, la phase du canal est nulle mais après quelques millisecondes, on commence à voir apparaître un déphasage et une diminution de l'amplitude des sous-porteuses.

Le temps de cohérence T_c du canal est estimé à l'aide de la formule (5-5) extraite de [15] :

$$T_c = \frac{1}{4Dop_s} = \frac{c}{4f_c v} \quad (5-5)$$

où Dop_s est l'étalement Doppler du canal de propagation, f_c la fréquence porteuse du signal et v la vitesse du récepteur.

Sur l'exemple de la figure ci-dessous, le temps de cohérence estimé du canal est d'environ 18 ms. Cependant, après 15 ms, l'amplitude du pic central a été divisée par 4. Il est donc nécessaire d'imposer une condition plus stricte que $\Delta t < T_c$ pour conserver une faible dégradation du pic central.

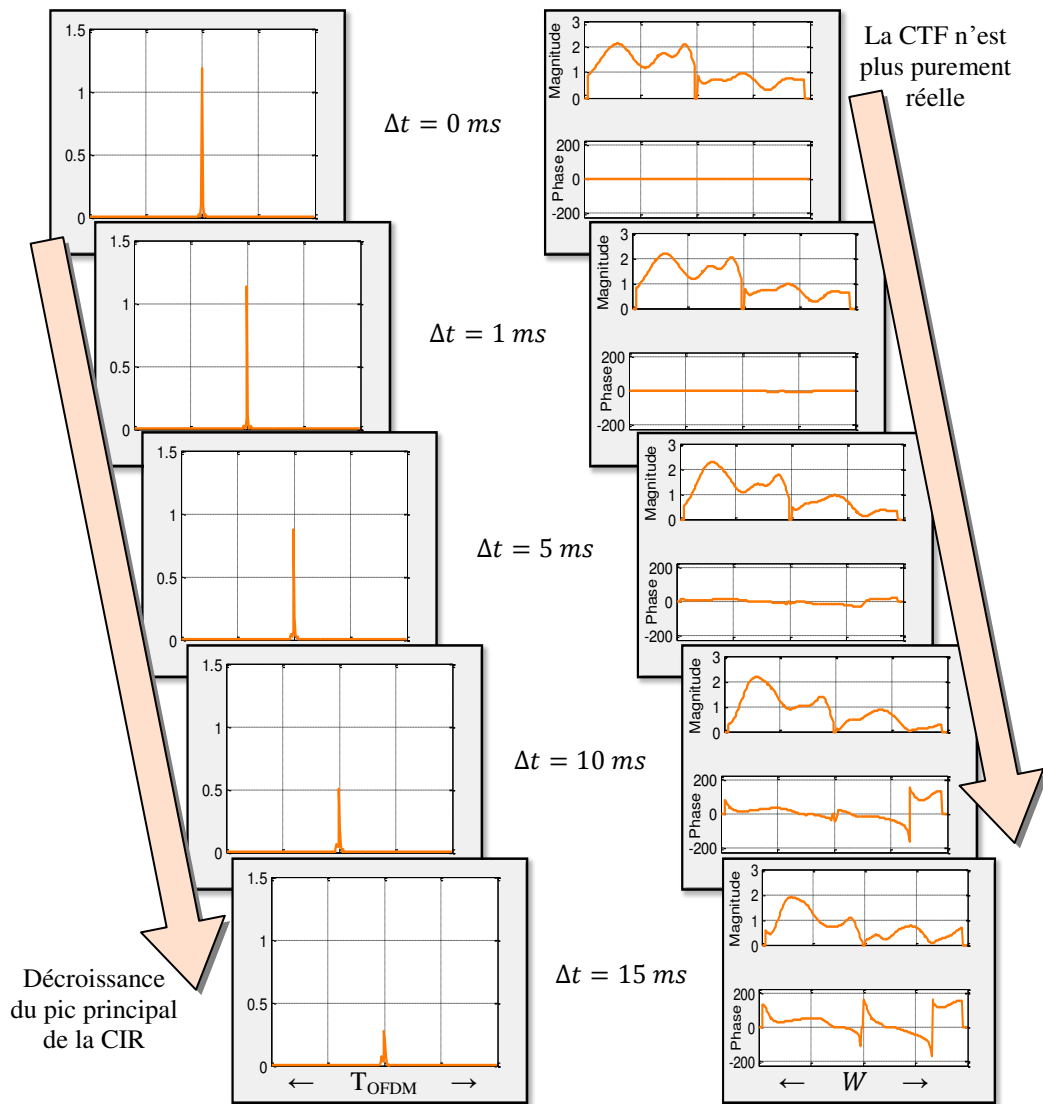


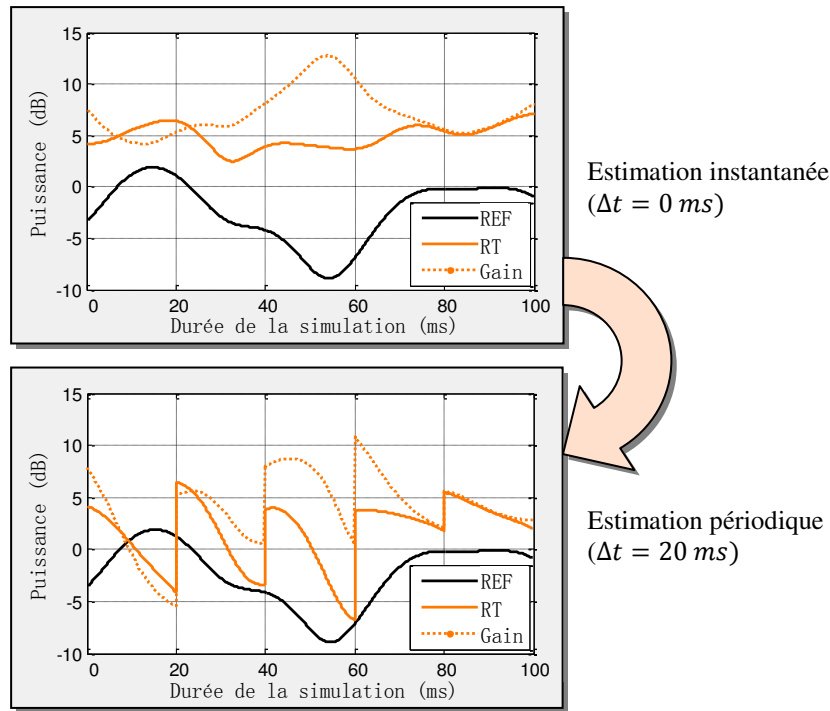
Figure 5-1 : Evolution de la CTF du canal RT équivalent du canal B en fonction de Δt , $W = 80 \text{ MHz}$.

5.1.2 Impact sur le gain de canal

À l'instar du pic central de la CIR équivalente, la différence de puissance propre au RT dépend de la qualité de la focalisation. Ainsi, lorsque Δt augmente, la différence de puissance diminue ce qui dégrade fortement les performances du RT. Par exemple, la Figure 5-2 compare l'évolution de la puissance reçue instantanée dans le cas de référence (REF) et le cas RT et montre l'évolution du gain de canal dans le cas d'une estimation instantanée et d'une estimation périodique.

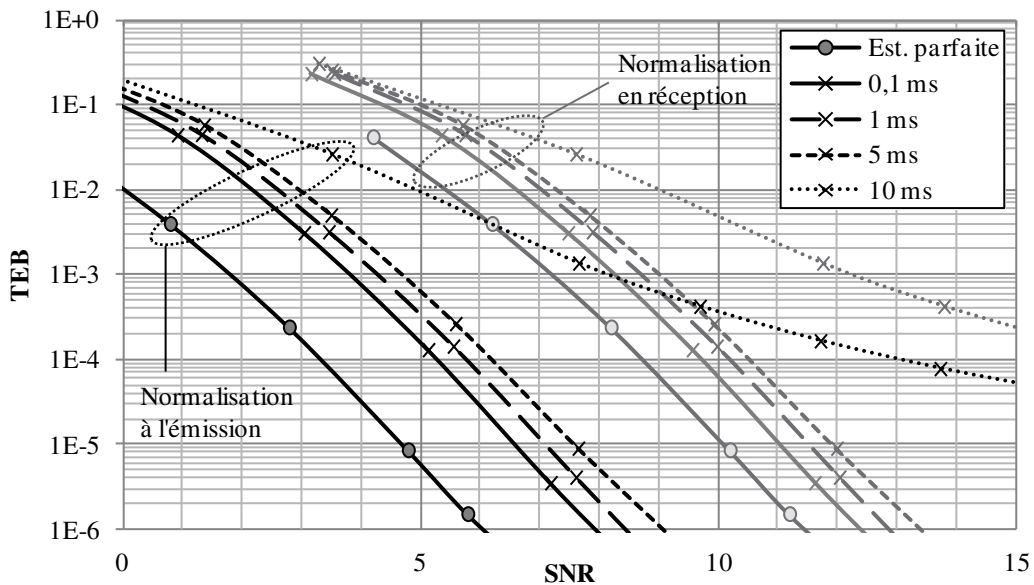
On a vu dans le Chapitre 3 que la différence de puissance est parfois nécessaire pour améliorer les performances du système (par rapport au cas REF). Ainsi, il est nécessaire de rafraichir suffisamment souvent l'estimation du canal afin de conserver un bon gain de canal et de bonnes performances.

Par exemple, pour un système RT-MISO (2,2,1), si le SNR à l'émission est de 4,59 dB, avec une estimation instantanée le SNR moyen en réception sur le canal E est 9,19 dB. Cependant, avec un rafraichissement de l'estimation toutes les 20 ms, le SNR moyen en réception tombe à 7,93 dB, soit une perte de 1,26 dB.


 Figure 5-2 : Evolution de la CTF du canal RT équivalent du canal B en fonction de Δt , $W = 80 \text{ MHz}$.

5.1.3 Impact sur les performances en taux d'erreurs

Outre la diminution de la différence de puissance, la dégradation du canal équivalent génère également une dégradation des performances du récepteur comme illustré par la Figure 5-3. L'écart entre les courbes normalisées en réception montre que les performances du décodeur diminuent lorsque la fréquence de rafraîchissement diminue. On note même l'apparition d'un plancher d'erreur lorsque l'estimation est réalisée seulement toutes les 10 ms. Les écarts entre les courbes normalisées à l'émission sont plus élevés en raison d'une diminution de la différence de puissance.


 Figure 5-3 : Dégradation des performances du RT en TEB en fonction de la fréquence d'estimation, MISO(2,1,1), Canal E, $W = 80 \text{ MHz}$.

5.1.4 Les différents canaux estimés

Lors de l'utilisation du RT, on génère un canal équivalent entre l'émetteur et le récepteur. Ainsi, le canal estimé par le récepteur pour l'égalisation du signal reçu est le canal équivalent. En MISO, ce canal équivalent dépend alors de l'estimation des différents canaux comme le montre l'exemple de la Figure 5-4 :

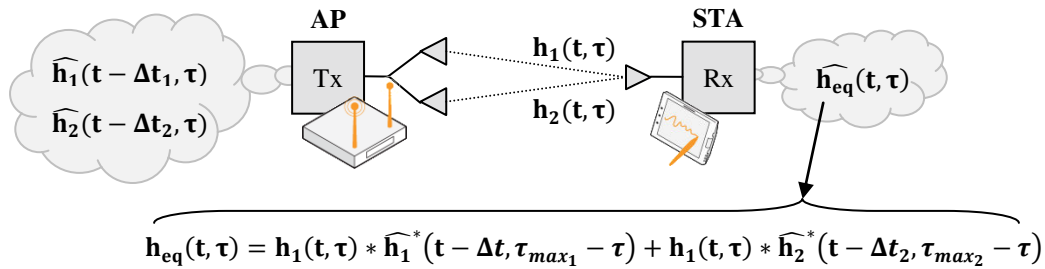


Figure 5-4 : Répartition des différentes estimation dans un système RT-MISO (2,1,1).

La qualité des différentes estimations influence les performances du système. La Figure 5-5 montre l'évolution moyenne du taux d'erreurs sur une trame PHY de 20 ms transmise sur le canal E en MISO (2,2,1) :

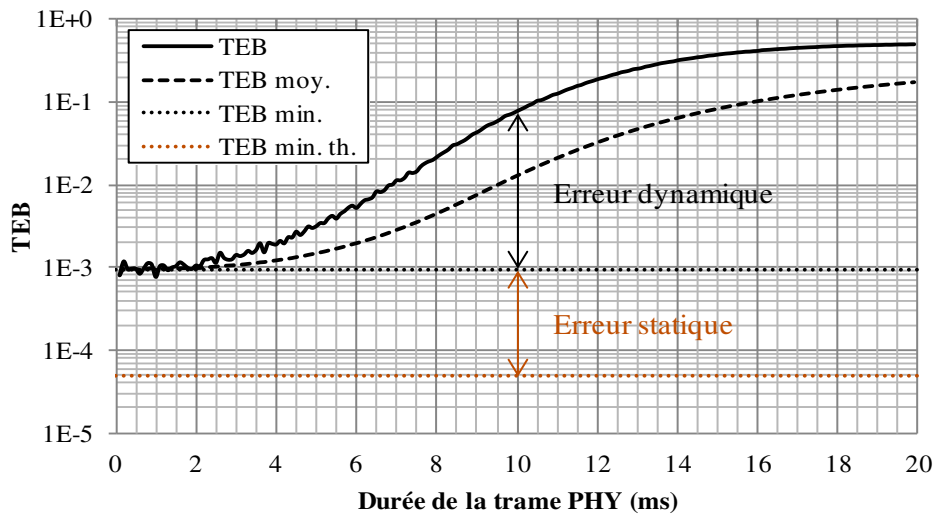


Figure 5-5 : Erreurs d'estimation dynamique et statique en RT.

On remarque que le TEB du début de la trame est relativement stable. L'erreur statique, la différence entre ce minimum et le minimum théorique, est due aux imperfections de l'estimateur. Ensuite, plus on avance dans la trame PHY et plus le TEB augmente. Cette erreur dynamique est causée par la dégradation du gain de canal (cf. 5.1.2) et des performances du récepteur (5.1.1).

La courbe de TEB moyen permet d'estimer la longueur de trame nécessaire pour respecter une contrainte de qualité de service. Ainsi, si on souhaite conserver un TEB moyen inférieur à 10^{-3} , il faut limiter la longueur des trames à 2 ms. Si en revanche on veut un TEB moyen inférieur à 10^{-2} , on peut utiliser des trames de 9,5 ms.

Une partie des dégradations est également due aux erreurs d'égalisation générées par l'obsolescence du canal estimé en début de trame PHY comme le montre Figure 5-6 qui représente le même système sans RT :

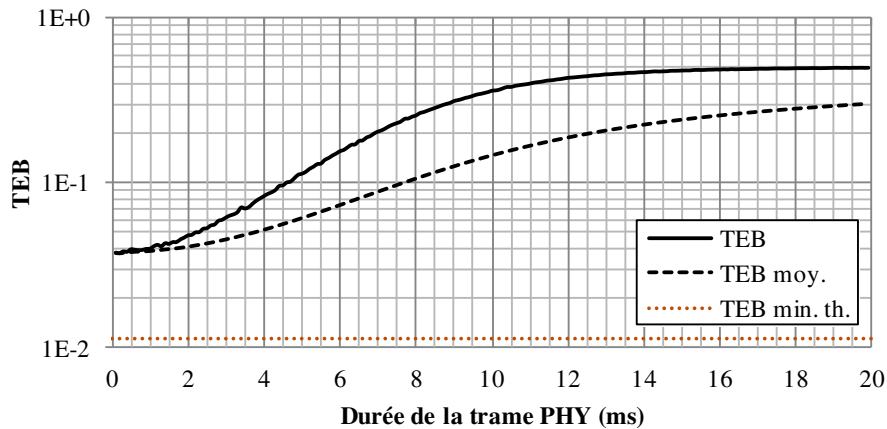


Figure 5-6 : Erreurs d'estimation dans le cas de référence.

5.2 Protocoles d'estimation de canal

Pour que l'émetteur ait connaissance de l'estimation du canal de propagation, il est nécessaire de définir un protocole d'estimation de canal qui tienne compte des propriétés du système comme la méthode d'accès, le type de duplex et la réciprocité du canal. Dans cette partie, on étudie la définition du protocole d'estimation de canal pour le RT en tenant compte des propriétés précédemment exposées.

5.2.1 Estimation implicite ou explicite

Le standard IEEE 802.11 [4] décrit deux méthodes d'estimation qui peuvent être étendues à tout système de télécommunications : l'estimation implicite et l'estimation explicite.

L'estimation implicite se déroule en trois étapes représentée sur la Figure 5-7 :

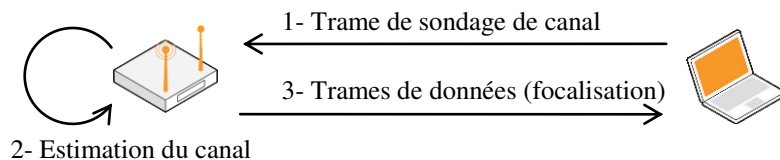


Figure 5-7 : Estimation implicite du canal de propagation

- 1- La station envoie une trame de sondage de canal au point d'accès.
- 2- Le point d'accès estime le canal de propagation
- 3- Le point d'accès peut alors utiliser l'estimation du canal pour appliquer la technique de focalisation spatiale sur les trames de données.

En estimation implicite, c'est le point d'accès qui estime le canal de propagation. Cette méthode nécessite donc l'utilisation d'un duplex temporel et la réciprocité du canal de propagation mais permet d'appliquer la technique de focalisation juste après l'estimation.

L'estimation explicite se déroule en trois étapes représentées sur la Figure 5-8 :

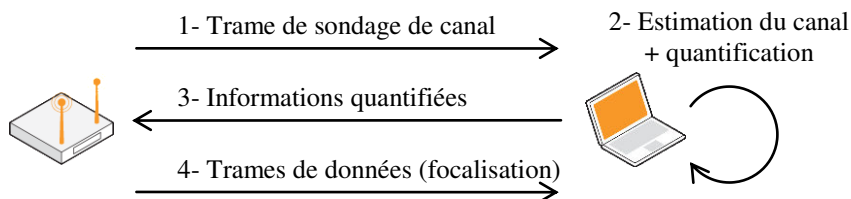


Figure 5-8 : Estimation explicite du canal de propagation

- 1- Le point d'accès envoie une trame de sondage de canal au point d'accès.
- 2- La station estime le canal de propagation et quantifie les informations obtenues.
- 3- Les informations quantifiées sont transmises au point d'accès.
- 4- Le point d'accès utilise les informations quantifiées pour appliquer la technique de focalisation spatiale sur les trames de données.

En estimation explicite, c'est la station qui estime le canal de propagation. Le canal n'a pas besoin d'être réciproque et cette méthode est compatible avec le duplex fréquentiel. En revanche, les informations sur le canal de propagation sont quantifiées, ce qui peut détériorer l'estimation du canal. Il faut également envoyer une trame de sondage par antenne de transmission et la focalisation ne peut pas être appliquée directement après l'estimation du canal puisqu'il faut attendre la réception des informations quantifiées.

Lorsque l'on bénéficie d'un canal réciproque et d'un duplex temporel il est donc préférable d'utiliser l'estimation implicite du canal qui ne nécessite pas de quantification, minimise le nombre de trames transmises et permet d'appliquer la focalisation directement après l'estimation de canal. Dans le cas d'un canal non-réciproque¹⁴ ou d'un duplex fréquentiel, il faut utiliser l'estimation explicite.

De manière générale la trame de sondage peut être contenue dans un paquet dédié à l'estimation, comme le *Null Data Packet* (NDP) décrit dans le standard IEEE 802.11 [4] ou encore incluse dans un autre paquet. Par exemple, dans le cas d'un canal réciproque, on peut réutiliser l'estimation réalisée pour l'égalisation.

Dans la littérature, on trouve différentes études traitant des problèmes de la quantification et de la réciprocité du canal. L'article [59] présente une technique appelée *one-bit time reversal* qui permet d'appliquer le retournement temporel en se basant sur une estimation simplifiée et donc facilement quantifiable du canal de propagation. L'article [47] présente une technique appelée *FDD-TR* permettant d'estimer parfaitement le canal de propagation en FDD.

5.2.2 Impact de la méthode d'accès

Comme décrit en 1.5, il existe deux types de méthodes d'accès : l'accès déterministe et l'accès aléatoire. Ces méthodes régissent l'accès au canal de communication et il est donc nécessaire d'en tenir compte lors de la définition du protocole d'estimation du canal.

En accès déterministe, toutes les transmissions sont planifiées par le point d'accès. Ainsi, il est facile de réserver des plages de transmission à l'estimation du canal et, dans le cas de l'estimation explicite, à la transmission des informations quantifiées.

En accès aléatoire, l'accès au canal de communication n'est pas garanti. Il se peut qu'une transmission parasite soit initiée entre l'estimation de canal et la transmission de la trame PHY avec focalisation ou que cette trame subisse une collision et doive être retransmise, surtout lorsque le trafic sur le canal de communication est élevé. Dans ces deux scénarios, comme Δt augmente il faudra réaliser une nouvelle estimation du canal de propagation afin de garantir le respect de la qualité de service. Pour éviter d'être interrompu entre l'estimation et la focalisation, il est possible de réserver le canal de propagation grâce à des techniques comme le RTS/CTS [4]. Cependant, ce type de technique a pour effet d'augmenter le nombre de trames de contrôle sur le canal de communication, ce qui peut faire baisser l'efficacité énergétique du système comme l'expose la section suivante.

L'accès déterministe offre la garantie d'un Δt faible entre l'estimation et le début de la transmission des données avec focalisation, il est donc parfaitement approprié aux techniques de focalisation. En revanche, en accès aléatoire Δt dépend du trafic à moins que l'on n'utilise un mécanisme de réservation du canal, nécessitant alors l'envoi de trames supplémentaires qui encomrent un peu plus le canal de communication.

¹⁴ Même dans le cas d'un duplex temporel, le canal peut être non-réciproque en raison des imperfections de la partie radiofréquence des dispositifs de télécommunications [47].

Dans le cas d'un système multiutilisateur, lorsqu'il est possible d'atténuer suffisamment l'interférence inter-utilisateur (cf. 2.4.2), on peut multiplexer spatialement les trames destinées aux différents utilisateurs. Dans ce cas, il est nécessaire de connaître à l'avance l'ensemble des canaux des différents utilisateurs. En estimation implicite il faudra que chacun des utilisateurs appartenant au multiplex spatial envoie une trame de sondage comme le montre la Figure 5-9 :

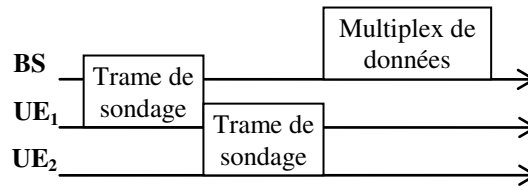


Figure 5-9 : Estimation implicite dans un système de 2 utilisateurs, accès déterministe.

On remarque que dans ce cas, les différentes estimations ne sont pas réalisées au même moment. Le dernier utilisateur bénéficiera alors d'une meilleure estimation de ses canaux que le premier utilisateur.

Avec l'estimation explicite, la station de base envoie une trame de sondage (par antenne de transmission) à l'ensemble des utilisateurs et reçoit autant de trames d'informations quantifiées qu'il y a d'utilisateurs dans le multiplex spatial comme le montre la Figure 5-10 :

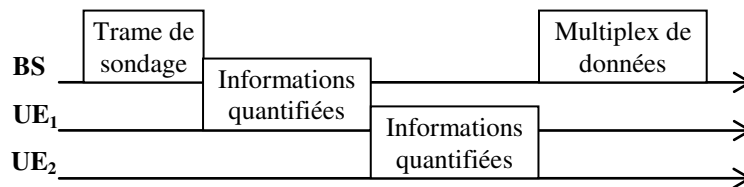


Figure 5-10 : Estimation explicite dans un système de 2 utilisateurs, accès déterministe.

Dans ce cas, chaque utilisateur estime en même temps le canal correspond à chaque antenne de transmission. Cependant, il faut attendre l'envoi de toutes les informations quantifiées avant de pouvoir transmettre le multiplex de données. La qualité de l'estimation est équivalente pour tous les utilisateurs, cependant, plus il y a d'utilisateurs plus les estimations seront désuètes.

De manière générale, plus il y a d'utilisateurs dans le multiplex de données, plus il y a de risques que les performances soient dégradées. De plus, sans une bonne focalisation, l'interférence inter-utilisateurs augmente. S'il n'est pas possible de garantir une interférence inter-utilisateur suffisamment faible, il faut alors séparer temporellement ou fréquentiellement les utilisateurs et rafraîchir les différentes estimations assez souvent pour garantir de bonnes performances.

5.2.3 Estimation immédiate, retardée ou non sollicitée

A l'instar du mécanisme d'adaptation de lien vu en 1.4.3, l'initialisation de l'estimation du canal de propagation peut être immédiate, retardée ou non sollicitée.

En estimation immédiate et retardée, le point d'accès annonce qu'il veut faire de la focalisation et qu'il faut procéder à l'estimation du canal. Par exemple, le standard IEEE 802.11 décrit un mécanisme permettant d'estimer les canaux des différents utilisateurs lorsque l'on veut réaliser de la formation de faisceaux [4]. Ce mécanisme, présenté sur la Figure 5-11, peut être adapté pour l'utilisation du retournement temporel et correspond à une estimation explicite pour une méthode d'accès aléatoire :

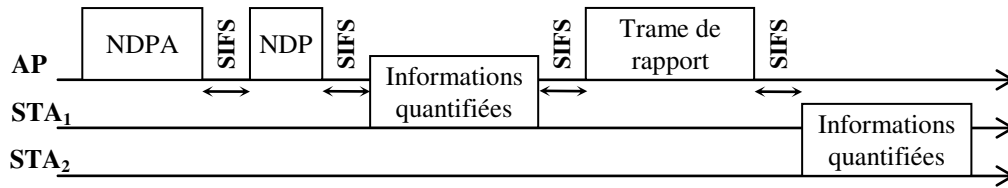


Figure 5-11 : Estimation explicite dans un système de 2 utilisateurs, accès aléatoire.

- 1- Le point d'accès avertit les stations qu'il se prépare à envoyer un NDP à l'aide d'un NDPA (*NDP Announcement*) contenant la liste des stations concernées par l'estimation de canal.
- 2- Après une période d'attente SIFS (*Short Inter-Frame Space*), le point d'accès envoie un NDP pour que les stations puissent estimer le canal de propagation.
- 3- La première station listée dans le NDPA renvoie les informations quantifiées.
- 4- Le point d'accès envoie un rapport du sondage de canal par la première station.

Avec le RT, les stations n'ont pas besoin de connaître les canaux des autres stations. Ainsi, la trame de rapport n'est pas nécessaire, sauf dans le cas où toutes les stations ne se voient pas. Dans ce cas, le point d'accès peut quand même envoyer une trame pour avertir une station lorsque c'est son tour d'envoyer les informations quantifiées.

Si le retour des informations quantifiées se fait juste après l'envoi du NDP, on parle d'estimation instantanée. Sinon l'estimation est retardée.

On peut également adapter la méthode précédente à l'estimation implicite comme le montre la Figure 5-12 :

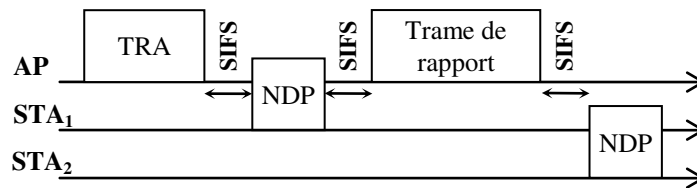


Figure 5-12 : Estimation implicite dans un système de 2 utilisateurs, accès aléatoire.

- 1- Le point d'accès avertit les stations concernées par l'estimation de canal à l'aide d'un TRA (*Time Reversal Announcement*).
- 2- Après une période d'attente SIFS (*Short Inter-Frame Space*), la première station listée dans le TRA envoie un NDP pour que le point d'accès estime le canal correspondant.
- 3- Si les stations ne se voient pas entre elles, le point d'accès peut envoyer une trame de rapport pour prévenir la station suivante.

Cette solution permet de limiter le nombre de trames transmises pour estimer les canaux, cependant on retrouve le même problème que dans la section précédente : l'estimation de la première station listée dans le TRA sera désuète lors de la focalisation.

5.3 Efficacité énergétique du lien radio

La multiplicité du nombre de trames à transmettre pour appliquer la focalisation a un impact non négligeable sur la consommation du système, phénomène qui n'est pas visible si on s'intéresse seulement aux performances de la couche PHY. Dans cette section, on analyse l'efficacité énergétique dynamique appliquée au niveau du lien radio¹⁵.

¹⁵ A ne pas confondre avec l'efficacité énergétique de lien (cf. 2.1.2).

5.3.1 Définitions et hypothèses

L'efficacité énergétique dynamique est le rapport entre la quantité d'information transmise pendant la durée de mesure et l'énergie nécessaire pour la transmettre (cf. 2.1.2).

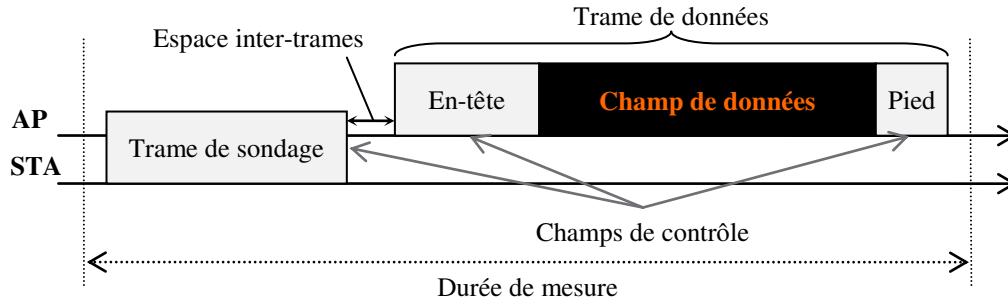


Figure 5-13 : Terminologie utilisée pour définir l'efficacité énergétique dynamique au niveau du lien radio.

En se basant sur la terminologie de la Figure 5-13, on définit les notions de quantité d'information transmise et d'énergie requise.

La quantité d'information transmise $Data$ (en bit) correspond au nombre de bits utiles contenu dans les champs de données des trames de données transmises pendant la durée T de mesure (en s). Pour une trame donnée, cette quantité peut s'exprimer par le produit du débit utile instantané D (en bit/s) et de la durée T_{Data} (en s) du champ de données.

L'énergie requise pour transmettre l'information E_{req} (en J) correspond à l'énergie fournie à l'équipement pendant la durée de mesure.

On suppose l'utilisation de composants à très forte efficacité énergétique statique ainsi qu'une mise en veille parfaite de ces composants lorsqu'ils sont inutilisés. Ainsi, la puissance consommée P_c est négligeable devant la puissance de transmission P_t :

$$P_t \gg P_c \quad (5-6)$$

D'après l'équation (2-5), la puissance P_f fournie à l'équipement devient alors :

$$P_f \simeq P_t \quad (5-7)$$

Lors du calcul de l'énergie requise, il faut inclure l'énergie requise pour transmettre les champs de données, mais également les champs de contrôle nécessaires à la transmission du champ de données. Ainsi, pour obtenir l'efficacité énergétique la plus représentative du système, il faut s'assurer que l'ensemble des champs nécessaires à la transmission de l'information soit inclus dans la durée de mesure.

L'énergie requise pour transmettre un champ est égal à la durée du champ (en s) par sa puissance de transmission (en W). Dans la suite de cette étude, on considère un contrôle de puissance parfait. C'est-à-dire que la puissance de transmission est ajustée pour que la puissance reçue soit égale à la puissance requise pour assurer la qualité de service désirée, représentée ici par un TEB moyen cible sur le champ de données. Puisque les champs de contrôle utilisent une modulation plus robuste que le champ de données, on utilise la même puissance de transmission¹⁶.

¹⁶ Il est cependant tout à fait possible d'imaginer des puissances de transmissions différentes pour chacun des champs.

Ainsi, l'efficacité énergétique η (en bit/s/W) du système présenté sur la Figure 5-13 s'exprime :

$$\eta = \frac{Data}{E_{req}} = \frac{D \cdot T_{Data}}{(T_{Snd} + T_{Head} + T_{Data} + T_{Tail}) \cdot P_t} \quad (5-8)$$

où T_{Snd} , T_{Head} et T_{Tail} sont respectivement les durées du champ de sondage de canal, de l'entête et de la queue de la trame de données. Ces valeurs sont généralement standardisées.

La partie suivante montre que pour améliorer l'efficacité énergétique du système on peut alors adapter les valeurs de D et de T_{Data} , ce qui aura pour conséquence de modifier également la valeur de P_t .

5.3.2 Optimisation de l'efficacité énergétique

On étudie le cas d'un point d'accès avec 2 antennes de transmission, ce qui n'est pas suffisant pour négliger l'interférence inter-utilisateur. Afin de limiter la dégradation des performances, on sépare donc les utilisateurs temporellement et on réalise une estimation de canal spécifique à chaque utilisateur avant chaque transmission de trames de données.

En considérant une estimation implicite, on a alors le motif de transmission suivant : l'envoi d'une trame de sondage suivi de l'envoi d'une trame de données comprenant une entête et un champ de données.

La trame de sondage et le header sont identiques, il s'agit d'une séquence connue de 16 μ s permettant d'estimer le canal à l'émission (pour la focalisation) et en réception (pour l'égalisation). Les canaux correspondant à chacune des antennes d'émission sont estimés simultanément. Le champ de données est modulé à l'aide des modes VHT du standard IEEE 802.11 [6].

A partir de la formule (5-8) on trouve que

$$\eta \cdot N_0 = \frac{W \cdot N_0}{P_t} \cdot \frac{D \cdot T_{Data}}{W \cdot (T_{Snd} + T_{Head} + T_{Data})} \quad (5-9)$$

On pose alors

$$\mu = \frac{D \cdot T_{Data}}{W \cdot (T_{Snd} + T_{Head} + T_{Data})} \quad (5-10)$$

qui est l'efficacité spectrale (en bit/s/Hz) du système au niveau du lien.

Le rapport $P_t/(WN_0)$ est le SNR du système normalisé à l'émission. En combinant les équations (5-9) et (3-15) on obtient alors :

$$\left(\frac{E_{bu}}{N_0}\right)_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{1}{\eta \cdot N_0} \right) \quad (5-11)$$

Maximiser l'efficacité énergétique revient à minimiser le rapport E_{bu}/N_0 .

Pour optimiser l'efficacité énergétique, on compare les performances en E_{bu}/N_0 du cas classique avec le cas RT pour différentes durées

$$T_{Tot} = T_{Snd} + T_{Head} + T_{Data} \quad (5-12)$$

Les valeurs T_{Snd} et T_{Head} sont fixes et c'est donc la valeur T_{Data} qui sert à ajuster T_{Tot} .

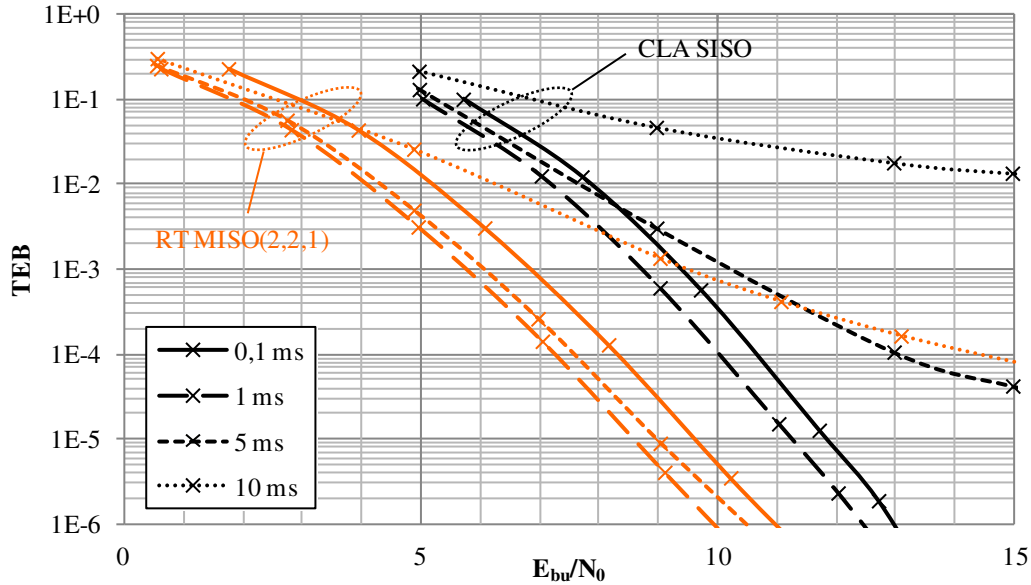


Figure 5-14 : Comparaison des performances du RT en TEB au niveau du lien pour différentes fréquences d'estimation, MISO(2,1,1), Canal E, $W = 80 \text{ MHz}$.

La Figure 5-14 montre les performances du système classique comparées à celles du système avec RT sur le canal E avec le MCS 1 et 80 MHz de bande de transmission.

Pour le cas RT, on retrouve les mêmes pentes que sur la Figure 5-3 puisque les performances du décodeur sont les mêmes. Cependant l'écart entre les courbes change puisque l'efficacité énergétique des différents cas est différente.

Pour le système classique, on note l'apparition d'un plancher d'erreur dès le cas 5 ms. Ce qui confirme la robustesse du RT face aux erreurs d'estimation démontrée dans [42].

On remarque qu'en raison de sa faible efficacité spectrale, le cas correspondant à la plus forte fréquence d'estimation (0,1 ms) n'est plus le cas optimal. La fréquence d'estimation optimale est donc un compromis entre les performances PHY et les performances MAC. Dans l'exemple de la figure précédente, les meilleures performances sont obtenues pour une fréquence de rafraichissement de 1 ms à la fois en RT et dans le système classique.

On fixe alors $T_{tot} = 1 \text{ ms}$ et on regarde l'influence du débit D en changeant de MCS. La Figure 5-15 montre les performances comparées du système précédent pour les MCS 1, 2 et 3.

On remarque que, malgré une moins bonne efficacité spectrale, le MCS 1 (QPSK 1/2) présente la meilleure efficacité énergétique car il correspond à la puissance requise la plus faible.

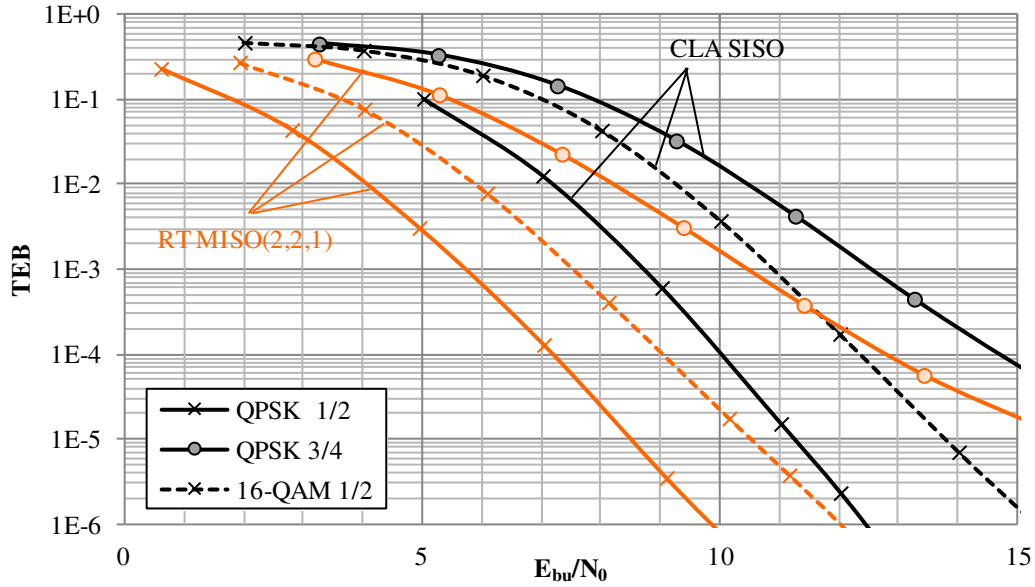


Figure 5-15 : Comparaison des performances du RT en TEB au niveau du lien pour différents MCS, MISO(2,1,1), Canal E, $W = 80 \text{ MHz}$.

D'une manière générale le RT améliore les performances malgré le fait que le système classique ne nécessite pas de trame de sondage (donc $T_{snd} = 0$) et possède donc une meilleure efficacité spectrale.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre on s'intéresse aux performances du RT en prenant en considération ses aspects négatifs : la nécessité de conserver une bonne estimation du canal de propagation, le nombre de trames supplémentaires requises pour pouvoir estimer ce canal et le besoin de réciprocité du canal de communication.

On a démontré que lorsque l'estimation du canal n'est pas rafraîchie suffisamment fréquemment, les performances PHY du système diminuent en raison de la perte d'une partie du gain de puissance et d'une dégradation des performances du récepteur. Néanmoins, on constate que le RT se montre plus robuste aux erreurs d'estimation du canal comme cela avait été également montré par [42] et c'est d'autant plus vrai quand le nombre d'antennes de transmission augmente [58].

On a ensuite étudié la définition de protocoles d'estimation de canal en tenant compte de différentes méthodes : implicite ou explicite, de la méthode d'accès ou même du type d'estimation (immédiate, retardée ou non-sollicitée). La configuration la plus appropriée à l'utilisation du RT est l'estimation non-sollicitée et implicite avec un accès déterministe au canal de communication, ce qui permet de minimiser le nombre de trames nécessaire à l'estimation de canal tout en garantissant une faible latence entre l'estimation et la focalisation.

Enfin, une analyse de l'efficacité énergétique dynamique appliquée au niveau de lien radio a permis de montrer que le RT confirme son caractère de technique efficace énergétiquement, même lorsqu'on prend en compte les dégradations PHY liées à la détérioration de l'estimation du canal de propagation et les dégradations MAC liées à une baisse de l'efficacité spectrale du lien.

Le chapitre suivant décrit une technique permettant de sélectionner les modes de transmission les plus pertinents compte tenu du trafic sur le lien radio.

Chapitre 6

Gestion verte de l'adaptation du lien radio sans-fil

Sommaire

6.1	L'adaptation de lien verte.....	92
6.1.1	Facteurs influençant l'efficacité énergétique.....	92
6.1.2	Prise en compte de la méthode d'accès	92
6.1.3	L'adaptation de lien avec la métrique BLV.....	93
6.2	La métrique d'occupation temporelle.....	93
6.2.1	Définition.....	93
6.2.2	Cas particulier de l'accès aléatoire	94
6.2.3	Exemple d'estimation en CSMA	96
6.2.4	Méthode d'estimation du trafic en Wi-Fi	99
6.3	Mécanisme de sélection verte.....	102
6.3.1	Fonctionnement autonome.....	102
6.3.2	Fonctionnement combiné.....	103
6.4	Présentation du simulateur.....	105
6.4.1	Maximisation de l'efficacité spectrale.....	107
6.4.2	Algorithme BLV.....	107
6.4.3	Algorithme MiSER.....	108
6.4.4	Algorithme BLV et présélection γ	110
6.4.5	Algorithme MiSER et présélection γ	110
6.5	Simulations.....	110
6.5.1	Trafic faible en mono-technologie.....	111
6.5.2	Trafic fort en mono-technologie.....	115
6.5.3	Trafic fort en multi-technologies	120
6.6	Conclusion.....	123

Les résultats des chapitres précédents ont révélés qu'en général, les modes les moins efficaces spectralement étaient plus efficaces énergétiquement. Cependant, les mécanismes classiques d'adaptation de lien privilégient l'efficacité spectrale à l'efficacité énergétique. Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'adaptation de lien verte, c'est-à-dire, la sélection intelligente des modes de transmissions les plus efficaces. Tout d'abord, on analyse les différents paramètres influençant l'efficacité énergétique du système. Puis, on définit une métrique d'occupation temporelle permettant de tenir compte du trafic sur le lien radio pour garantir une qualité de service donnée tout en maximisant l'efficacité énergétique du système. On propose ensuite plusieurs mécanismes d'adaptation de lien utilisant la métrique d'occupation temporelle associée et on évalue leurs performances dans divers scénarios.

6.1 L'adaptation de lien verte

Dans cette partie, on analyse les différents facteurs influençant l'efficacité énergétique du lien radio sans-fil. Puis, on détaille l'influence de la méthode d'accès, critère déterminant pour l'adaptation du lien. Ensuite, on étudie les possibilités d'adaptation de lien à l'aide de la métrique de bilan de liaison verte (BLV) [33].

6.1.1 Facteurs influençant l'efficacité énergétique

Comme explicité précédemment, l'efficacité énergétique du système η (exprimée en bits/J) est le rapport entre la quantité de bits utiles délivrés pendant la période d'observation et l'énergie nécessaire à leur transmission. Elle peut également s'exprimer de la manière suivante :

$$\eta = \frac{D_{moy}}{P_{t moy}} = \frac{Data/T}{E_{req}/T}. \quad (6-1)$$

D_{moy} représente le débit utile moyen pendant la période d'observation (à ne pas confondre avec le débit utile instantané, cf. Figure 2-2) et $P_{t moy}$ la puissance de transmission moyenne pendant la période d'observation.

Le débit utile moyen se calcule soit, en divisant la quantité de bits utiles transmis $Data$ par la période d'observation T , soit en additionnant la quantité d'information contenue dans les champs de données des trames correctement transmises pendant la période d'observation. Il dépend donc de la probabilité de succès de transfert des trames qui dépend de la méthode d'accès et du trafic sur le lien radio (cf. 1.5), et du nombre de bits utiles contenus dans le champ de données.

La puissance de transmission moyenne se calcule en divisant l'énergie consommée par le système pendant la période d'observation. On prend en compte l'énergie dépensée pour transmettre les trames de contrôle, mais aussi l'énergie perdue lors des collisions de trames. Cette valeur dépend donc également de la méthode d'accès, ainsi que des protocoles utilisés pour établir la communication.

En se basant sur les hypothèses de la section 5.3.1, on peut écrire

$$P_{t moy} = P_t \cdot \frac{T_t}{T} \quad (6-2)$$

où T_t désigne le temps de transmission utile (en s), c'est-à-dire, la durée cumulée de toutes les trames transmises pendant la période d'observation.

6.1.2 Prise en compte de la méthode d'accès

Comme le montre la section précédente, il est essentiel de prendre en compte l'impact de la méthode d'accès et du trafic sur le lien pour optimiser l'efficacité énergétique du système. En effet, ces deux critères déterminent le temps utile de transmission des données. Pour optimiser le système, il faut alors sélectionner le mode de transmission adéquat permettant de transmettre la quantité de données souhaitée dans le temps imparti.

Si, comme dans la plupart des mécanismes d'adaptation existants, on sélectionne le mode de transmission disponible ayant la plus forte efficacité spectrale, on va minimiser le temps de transmission des données mais au détriment de l'efficacité énergétique. Il n'est pas non plus possible de sélectionner systématiquement le mode de transmission ayant la meilleure efficacité énergétique, puisqu'il correspond probablement à un temps de transmission trop long ne permettant pas de respecter les contraintes temporelles du système.

Pour réaliser une adaptation de lien verte idéale, il faut déterminer un moyen de sélectionner les modes de transmission à forte efficacité énergétique, qui permettent de respecter les contraintes de service (débit moyen utile, BER/PER, latence, ...).

6.1.3 L'adaptation de lien avec la métrique BLV

La métrique BLV [33], décrite en 2.5.2, permet de sélectionner le mode de transmission de l'interface de transmission capable de délivrer un débit PHY donné (avec une marge de 3%) en minimisant les dégradations, liées à la couche PHY et à l'environnement de propagation, subies par le système. Puis, en fonction du mode sélectionné, la métrique BLV permet d'ajuster la puissance de transmission pour que la puissance disponible en réception (avec une marge de 3 dB) corresponde à la puissance nécessaire pour garantir la qualité de service désirée. L'influence verte de la métrique BLV se remarque surtout à l'aide de la sous-métrique β qui représente la différence entre la puissance disponible en réception et la puissance nécessaire au respect de la qualité de service (BER/PER).

Si on compare plusieurs modes correspondant à un débit moyen utile proche à l'aide de la métrique BLV, on peut déterminer le mode correspondant à la puissance de transmission minimale.

Le problème qui se pose est de savoir quels modes permettent de respecter la contrainte de débit moyen utile proche et d'estimer le temps de transmission utile de chacun de ces modes. Pour cela, il faut tenir compte des contraintes du service et des propriétés de la méthode d'accès, ainsi que du trafic existant sur le lien radio. Pour cela, une nouvelle métrique a été développée. Cette métrique est décrite dans la section suivante.

6.2 La métrique d'occupation temporelle

La métrique d'occupation temporelle permet de prendre en compte l'impact de la méthode d'accès ainsi que du trafic sur le lien radio lors de la sélection du mode de transmission pour réaliser une allocation optimale (en termes d'efficacité énergétique) des ressources temporelles. Dans cette partie, on définit génériquement la métrique d'occupation temporelle, puis on donne un exemple de son estimation dans le cas du CSMA/CA.

6.2.1 Définition

La métrique d'occupation temporelle γ s'exprime comme le rapport en dB de deux paramètres : le temps d'accès au canal de communication et le temps de transmission de l'information.

$$\gamma(m) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{t_{acc}}{t_{tra}(m)} \right) \quad (6-3)$$

Le temps d'accès au canal t_{acc} (en s) dépend de la méthode d'accès et du trafic sur le lien. Dans le cas d'une méthode d'accès déterministe, les ressources du lien radio sont connues par le dispositif relié au réseau cœur qui peut alors déterminer le temps d'accès au canal. En revanche, dans le cas de l'accès aléatoire, le temps d'accès au canal n'est pas fixé et varie en fonction du trafic sur le lien radio, il doit donc être estimé.

Le paramètre de l'information $t_{tra}(m)$ dépend quant à lui de la quantité d'information *Data* à transmettre, du débit instantané $D(m)$ correspondant au mode de transmission m utilisé, de la durée nécessaire à la transmission des champs (ex : *header*) et des trames (ex : *acknowledgment*) nécessaire au bon acheminement de l'information.

Par exemple, pour calculer le temps de transmission d'une trame, composée simplement d'un champ de donnée et d'un en-tête, d'un système ne nécessitant pas de réservation de canal (RTS/CTS) ni de mécanisme de retransmission, on obtient :

$$t_{tra_m} = T_{Head} + \frac{Data}{D(m)} \quad (6-4)$$

où T_{Head} représente la durée temporelle de l'en-tête de la trame de données.

Soit une station n délivrant à l'instant t un débit moyen D_{moy} sur un canal de communication ayant une probabilité de succès $P_S(G(t))$ (c.-à-d., la probabilité qu'une trame soit transmise sans collision lorsque l'occupation du canal de communication est $G(t)$). Chaque trame transmise par la station n utilisant le mode m contient en moyenne $Data_n$ octets d'information utile et correspond à une durée temporelle $t_{tra_{nm}}$.

Si, à l'instant t , la fréquence d'arrivée sur le lien radio des trames de la station n est f_{p_n} , alors le débit binaire moyen associé à la station n est :

$$D_{moy_n}(t) = P_S(G(t)) \cdot f_{p_n}(t) \cdot 8 \cdot Data_n \quad (6-5)$$

Les paramètres spécifiques à la station n sont estimés pendant la durée T précédant l'instant t , de même que les paramètres :

- λ : la fréquence d'arrivée des trames de tous les utilisateurs du lien radio.
- \bar{X} : la durée temporelle moyenne des paquets de tous les utilisateurs.

Si la station n change de mode de transmission à l'instant t , il faut garantir qu'à l'instant $t + \Delta t$, le débit moyen soit inchangé, soit :

$$D_{moy}(t + \Delta t) = D_{moy}(t). \quad (6-6)$$

Connaissant la quantité d'information $Data_n$ à transmettre, on estime le temps de transfert $t_{tra_{nm}}$. Puis, en connaissant l'évolution de la probabilité de succès en fonction de l'occupation du canal, il est possible de prévoir le paramètre λ_{nm} et l'évolution de la probabilité P_S correspondant à l'utilisation de chaque mode m pour estimer le temps prévisionnel d'accès moyen au canal $t_{acc_{nm}}$. Un exemple d'estimation de ces paramètres est donné en 6.2.3 dans le cas particulier d'une méthode d'accès aléatoire de type CSMA.

La métrique γ_{nm} associée au mode de transmission m de la station n est alors :

$$\gamma_{nm} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{t_{acc_{nm}}}{t_{tra_{nm}}} \right). \quad (6-7)$$

6.2.2 Cas particulier de l'accès aléatoire

Comme évoqué dans la section précédente, dans le cas de l'accès aléatoire, le temps d'accès canal de communication t_{tra} n'est pas défini et doit donc être prédit.

Sur la Figure 6-1, t_n représente la durée entre le début de la transmission de la trame n et la trame $n + 1$, X_n la durée temporelle de la trame n et t_{acc_n} la durée entre la fin de la transmission de la trame n et le début de transmission de la trame $n + 1$ que l'on appelle temps d'accès entre les trames.

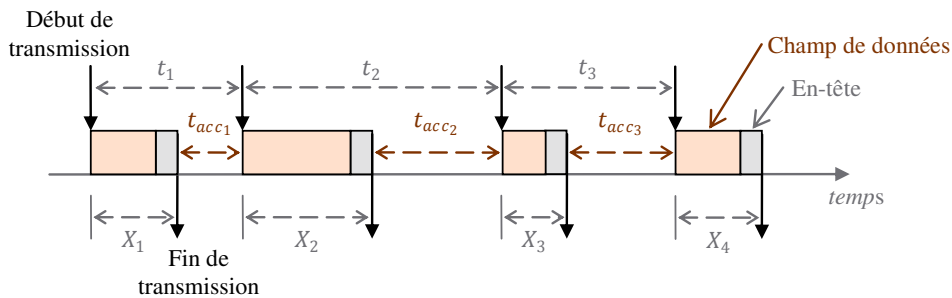


Figure 6-1 : Transmissions de trames sur le lien radio

Les paramètres λ et \bar{X} qui permettent d'estimer l'occupation du lien (cf. équation (1-14) : $G = \lambda\bar{X}$) se calculent:

$$\lambda = \frac{1}{E\{t_n\}} \quad (6-8)$$

et

$$E\{X_n\} = \bar{X}. \quad (6-9)$$

où $E\{x\}$ représente l'espérance mathématique de la variable x .

Le temps moyen d'accès au canal de communication t_{acc} est alors

$$t_{acc} = E\{t_n - X_n\} = \frac{1}{\lambda} - \bar{X}. \quad (6-10)$$

De plus, puisque le temps d'accès dépend du trafic des différents utilisateurs, lorsqu'un utilisateur commence à utiliser le canal de communication ou change de mode de transmission, il change le temps d'accès. Il est donc nécessaire de mettre en place, une estimation de l'impact de la transmission que l'on souhaite réaliser sur le temps d'accès, afin de garantir la stabilité du système. Cette estimation doit tenir compte de la méthode d'accès. Un exemple d'estimation tenant compte de la transmission à venir est donné en 6.2.3.

Comme décrit précédemment, les paramètres λ et \bar{X} sont des espérances mathématiques calculées sur une fenêtre d'observation de durée T . Il est donc nécessaire de dimensionner correctement cette fenêtre d'observation pour obtenir une estimation fiable de t_{acc} .

Pour obtenir une estimation fiable du paramètre λ , on considère que la probabilité d'arrivée des trames dans le système est modélisée par une loi de Poisson [15], communément utilisée pour modéliser le trafic [60], de paramètre $\lambda \cdot T$.

Pour rappel, le processus aléatoire X , $\{X(t)|t \geq 0\}$ prenant des valeurs entières non-négatives est dit processus de Poisson de taux λ si :

- 1- $X(t)$ est un compte représentant le nombre total d'arrivées pendant la période de 0 à t . Et pour $s < t$, $X(t) - X(s)$ est égal au nombre d'arrivées pendant la période $(s, t]$.
- 2- Le nombre d'arrivées se produisant dans des intervalles de temps différents sont indépendantes.
- 3- Le nombre d'arrivée dans n'importe période d'observation T est distribué selon une loi de Poisson de paramètre λT . Ce qui veut dire que pour tout t , $T > 0$:

$$P\{X(t+T) - X(t) = N\} = e^{-\lambda \cdot T} \cdot \frac{(\lambda \cdot T)^N}{N!}. \quad (6-11)$$

La formule (6-11) représente donc la probabilité que N trames arrivent dans le système pendant la durée T .

Ainsi, la durée de la période d'observation est reliée au nombre de trames N observées sur le lien par la formule :

$$\lambda \cdot T = N. \quad (6-12)$$

Il est alors possible de déterminer un critère sur le nombre de trames à observer, permettant d'assurer la fiabilité de l'estimation du paramètre λ , notée $\hat{\lambda}$ ce qui engendre une fenêtre d'observation T de taille variable.

D'après les propriétés de la loi de Poisson, la variance et l'espérance de la fonction d'arrivée des trames X sont alors :

$$\text{Var}\{X\} = \lambda \cdot T \quad (6-13)$$

et

$$E\{X\} = \lambda \cdot T. \quad (6-14)$$

L'erreur d'estimation ε est alors donnée par la formule suivante :

$$\varepsilon^2 = \frac{\text{Var}\{X\}}{E\{X\}^2} = \frac{1}{\lambda \cdot T} \quad (6-15)$$

Ainsi, pour une erreur d'estimation de 10% on obtient $\lambda \cdot T = 100$, correspondant à la réception de 100 trames.

Lorsque le trafic est élevé, l'étalement temporel (sélection d'un mode de transmission à faible efficacité énergétique) des trames risque de perturber le fonctionnement du système (augmentation du nombre de collisions, congestion du lien). Il est donc nécessaire de pouvoir adapter le système rapidement lorsque le trafic est élevé. Or, si on fixe ε , lorsque λ augmente, la taille de la fenêtre d'observation diminue. Ce qui veut dire que lorsque le trafic est élevé, l'estimation des paramètres est plus rapide. L'adaptation est optimisée.

6.2.3 Exemple d'estimation en CSMA

Comme décrit en 1.5.2, dans le cas des systèmes CSMA, le trafic sortant au niveau de l'AP sur le lien descendant dépend à la fois du trafic entrant mais également du rapport a entre le temps de détection du système et la durée de la trame. Plus ce paramètre est petit et plus les performances de la méthode CSMA sont bonnes. Ainsi, pour augmenter les performances du CSMA il faut utiliser un périphérique ayant un temps de détection très faible ou bien utiliser des trames ayant une forte durée temporelle. De plus, il est important de maintenir le trafic entrant en dessous de la capacité du médium ($G \leq 1$) pour éviter que les buffers ne soient saturés.

Si le système à une bonne capacité de détection, on peut faire l'approximation suivante :

$$aG \ll 1 \quad (6-16)$$

Il est alors possible d'approximer le débit sortant S des systèmes CSMA/CD et CSMA/CA par

$$S(G) \simeq \frac{G}{1 + G} \quad (6-17)$$

Ce résultat s'obtient en utilisant un développement limité d'ordre 1 sur les formules (1-18) et (1-19) :

CSMA/CD	CSMA/CA
$S = \frac{Ge^{-aG}}{G(1 + 2a) + e^{-aG}}$	$S = \frac{aGe^{-aG}}{1 + a - e^{-aG}}$
$S \simeq \frac{G(1 - aG)}{G(1 + 2a) + 1 - aG}$	$S \simeq \frac{aG(1 - aG)}{1 + a - (1 - aG)}$
$S \simeq \frac{G(1 - aG)}{1 + G - aG}$	$S \simeq \frac{G(1 - aG)}{1 + G}$

L'approximation (6-17) est fiable pour des valeurs de $a \leq 0.01$ si $G \leq 1$, comme le montre la figure ci-dessous :

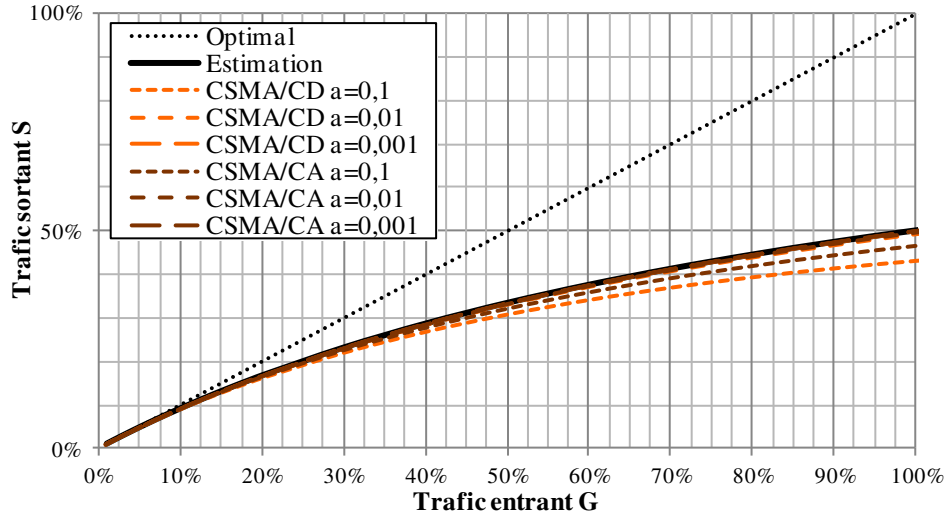


Figure 6-2 : Approximation du trafic sortant des méthodes CSMA

Ainsi on peut estimer la probabilité de succès $P_S(G)$ des systèmes CSMA par

$$P_S(G) = \frac{S(G)}{G} \simeq \frac{1}{1+G}. \quad (6-18)$$

En utilisant cette estimation, chaque station n peut prédire simplement l'impact d'un changement de mode sur le système en se basant sur les paramètres suivants :

- Le taux d'arrivée moyen du système λ
- La taille moyenne des paquets du système \bar{X}
- Son taux d'arrivée moyen actuel λ_n
- Sa taille moyenne de paquets actuelle \bar{X}_n
- La contrainte de débit moyen D_{moy_n}
- La quantité moyenne d'octets à transmettre par paquets $Data_n$

En utilisant l'approximation (6-13) et l'équation (6-5), la contrainte de débit moyen de l'utilisateur n s'exprime :

$$D_{moy_n} \simeq \lambda_n \cdot \frac{1}{1+G} \cdot 8 \cdot Data_n. \quad (6-19)$$

Le choix du mode de transmission a une influence sur le trafic entrant G . Mais connaissant les contributions λ_n et \bar{X}_n , l'AP peut estimer l'occupation du lien par les autres utilisateurs du système, noté G' , ainsi que le taux d'arrivée des paquets générés par les autres utilisateurs sur le lien radio λ' :

$$G' = G - \lambda_n \bar{X}_n \quad (6-20)$$

et

$$\lambda' = \lambda - \lambda_n. \quad (6-21)$$

Le débit D_{moy_n} peut donc s'exprimer :

$$D_{moy_n} \simeq \frac{\lambda_n}{1 + G' + \lambda_n \bar{X}_n} \cdot 8 \cdot Data_n. \quad (6-22)$$

Ainsi, le paramètre λ_n se déduit des autres paramètres :

$$\lambda_n \simeq \frac{1 + G'}{\frac{8 \cdot Data_n}{D_{moy_n}} - \bar{X}_n}. \quad (6-23)$$

Pour chaque mode m de la station n il est possible de calculer un taux prévisionnel λ_{nm}^p de transmission des trames de l'utilisateur n permettant d'assurer le débit moyen D_{moy_n} en utilisant le mode m :

$$\lambda_{nm}^p = \frac{1 + G'}{\frac{8 \cdot Data_n}{D_{moy_n}} - t_{tra_{nm}}^p} \quad (6-24)$$

où $t_{tra_{nm}}^p$ est la durée prévisionnelle des trames de la station n utilisant le mode m . Cette valeur se calcule en fonction des propriétés du mode m et de $Data_n$.

L'occupation prévisionnelle G_{nm}^p due à la station n est alors :

$$G_{nm}^p = \lambda_{nm}^p \cdot t_{tra_{nm}}^p \quad (6-25)$$

Le temps d'accès au médium $t_{acc_{nm}}$ qui tient compte de l'impact de l'utilisation du mode m sur le trafic se détermine ainsi :

$$t_{acc_{nm}}^p = \frac{1 - (G' + \lambda_{nm}^p \cdot t_{tra_{nm}}^p)}{\lambda' + \lambda_{nm}^p} \quad (6-26)$$

Alors, la métrique γ_{nm} associée au mode m de la station n s'exprime :

$$\gamma_{nm} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{t_{acc_{nm}}^p}{t_{tra_{nm}}^p} \right) \quad (6-27)$$

Une fois le mode m de la station n sélectionné, l'occupation du lien G et le taux d'arrivée global des paquets λ deviennent :

$$G \simeq G' + G_{nm}^p \quad (6-28)$$

et

$$\lambda \simeq \lambda' + \lambda_{nm}^p. \quad (6-29)$$

Si on fixe $\gamma_{min} = 0$ alors la condition sur le système devient

$$t_{tra_{nm}}^p = t_{acc_{nm}}^p. \quad (6-30)$$

ou encore

$$t_{transm}^p \simeq \frac{1 - G}{\lambda} \simeq t_{acc}. \quad (6-31)$$

La condition $\gamma_{min} = 0$ impose que le temps d'accès moyen du canal doit être au moins égal au temps de transmission de la station qui transmet les paquets les plus longs (d'un point de vue temporel).

Ainsi, la contrainte d'occupation devient moins stricte lorsque le trafic augmente afin d'éviter la congestion du système. Et lorsque le trafic est faible, un temps d'accès suffisant est garanti dans le cas d'une augmentation soudaine du trafic.

6.2.4 Méthode d'estimation du trafic en Wi-Fi

Comme expliqué précédemment, pour estimer le trafic sur le lien radio, on a besoin de deux paramètres : λ et \bar{X} . Dans cette section, on donne un exemple simple de ces estimations lorsque la technologie utilisée est de type Wi-Fi.

L'estimation du paramètre λ peut se faire de manière très simple en comptant le nombre de trames circulant sur le lien radio pendant la durée T au niveau de l'AP. En revanche, pour estimer \bar{X} on a besoin des informations contenues dans l'entête des trames : la taille du champ de données et le MCS (ou le débit correspondant) utilisé. Il faut également connaître le protocole de retransmission utilisé, et savoir si la réservation de canal (RTS/CTS) est active.

Par exemple, le standard IEEE 802.11 [4] décrits 3 différents types de trames, appelée PPDU (*PHY Protocol Data Unit*), pour les modes haut débit (Figure 6-3) :

- **Non-HT**: Ce PPDU est utilisé pour la rétrocompatibilité avec les standards précédents, il est identifiable et lisible par les anciens systèmes. Ce PPDU ne permet pas d'atteindre des débits élevés (HT).
- **HT-mixed**: Ce PPDU possède une entête compréhensible par les anciens systèmes mais est suivi d'une entête spécifique aux modes HT pour permettre l'utilisation de débits élevés. Il est identifiable mais non-lisible par les anciens systèmes.
- **HT-greenfield**: Ce PPDU est réservé uniquement aux systèmes HT, il ne possède que l'entête HT. Il n'est ni identifiable ni lisible par les anciens systèmes (l'entête ne pouvant être lue).

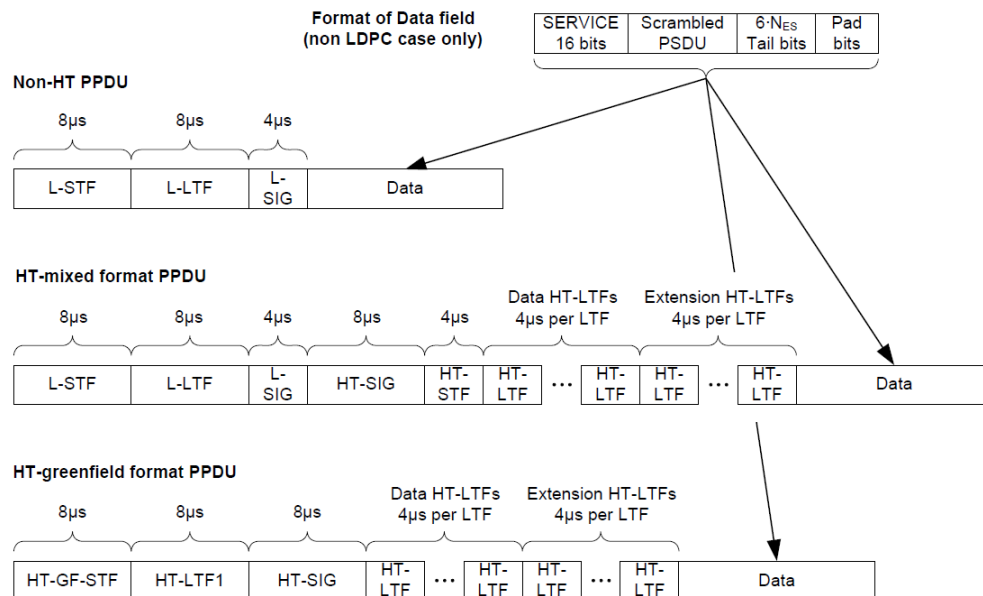


Figure 6-3 : Figure 20-1 de [4] – format des PPDU

Quel que soit le type de PPDU utilisé, l'entête est toujours constitué des paramètres suivants¹⁷ :

- Un champ de synchronisation STF (*Short Training Field*).
- Un champ d'estimation du canal LTF (*Long Training Field*).
- Un champ d'informations concernant le signal SIG (*SIGnal*).

Pour connaître la taille d'un PPDU, il suffit donc de regarder les informations contenues dans les champs SIG :

- Dans le cas d'un PPDU non-HT, on regarde le champ L-SIG qui contient le débit ($L_DATA\ RATE$) correspondant au MCS utilisé pour coder le champ de données, appelé PSDU (*PHY Service Data Unit*), et sa taille en octets (L_LENGTH).
- Dans le cas d'un PPDU HT (mixed ou greenfield), on regarde les champs HT-SIG₁ et HT-SIG₂ qui contiennent le MCS (MCS), la largeur de bande ($CH_BANDWIDTH$) et le type d'intervalle de garde (GI_TYPE) utilisés pour la transmission du PSDU ainsi que sa taille en octets ($LENGTH$). On déduit le débit équivalent du PSDU en se référant au MCS, à la taille de la bande de transmission et à l'intervalle de garde (les équivalences sont disponibles dans les tables 20-30 à 40).

Pour connaître la durée temporelle du PSDU il suffit de multiplier le débit et la taille du PPDU.

Exemple : Soit un PPDU de type HT-mixed dont les paramètres contenus dans l'entête sont les suivants :

- $MCS = 15$
- $GI_TYPE = 0$ (LONG_GI)
- $CH_BANDWIDTH = 1$ (HT_CBW40)
- $LENGTH = 65\ 535$

Si on utilise une 64-QAM 5/6 sur 2 flux spatiaux, une bande de transmission de 40MHz et un intervalle de garde de 800 ns, on a alors un débit instantané de 270.0 Mb/s comme indiqué dans la figure ci-dessous, qui correspond à la table 20-35 du standard.

MCS Index	Modulation	R	$N_{BPSCS(i_{SS})}$	N_{SD}	N_{SP}	N_{CBPS}	N_{DBPS}	Data rate (Mb/s)	
								800 ns GI	400 ns GI
8	BPSK	1/2	1	108	6	216	108	27.0	30.0
9	QPSK	1/2	2	108	6	432	216	54.0	60.0
10	QPSK	3/4	2	108	6	432	324	81.0	90.0
11	16-QAM	1/2	4	108	6	864	432	108.0	120.0
12	16-QAM	3/4	4	108	6	864	648	162.0	180.0
13	64-QAM	2/3	6	108	6	1296	864	216.0	240.0
14	64-QAM	3/4	6	108	6	1296	972	243.0	270.0
15	64-QAM	5/6	6	108	6	1296	1080	270.0	300.0

Figure 6-4 : Table 20-35 de [4] – paramètres des MCS pour 40 MHz, NSS = 2, NES = 1, EQM

La taille du PSDU est de 65 535 octets. On peut donc déterminer sa durée X_{PSDU} :

$$X_{PSDU} = \frac{65\ 535 \cdot 8}{270.0e^6} \simeq 1.9\ ms. \quad (6-32)$$

¹⁷ En fonction du type de PPDU on peut retrouver plusieurs champs ayant la même fonction (une fois dans l'entête de rétrocompatibilité et une fois dans l'entête HT). Par exemple, les PPDU de format HT-mixed contiennent à la fois un champ L-SIG (L pour *legacy* : héritage) et un champ HT-SIG.

La taille maximum de l'entête HT-mixed étant de 64 μ s, on a donc une taille de PPDU d'environ 2 ms. Si un mécanisme de retransmission et/ou de réservation de canal est activé, il faut tenir compte des trames supplémentaires dues à ces mécanismes pour calculer le temps réel de transmission. Dans la suite de cet exemple, on ne considère pas de tels mécanismes.

Pour estimer λ et \bar{X} il faut, pendant la durée T :

- Compter le nombre de PPDUs sur le lien.
- Déduire la taille de chacun de ces PPDUs.

A la fin de cette période d'observation on réalise les calculs suivants :

$$\lambda = \frac{N_{\text{paquets}}}{T} \quad (6-33)$$

et

$$\bar{X} = \frac{\sum_{n=1}^{N_{\text{paquets}}} X_n}{N_{\text{paquets}}}. \quad (6-34)$$

La Figure 6-5 présente le synoptique d'estimation du temps d'accès dans le cas de cet exemple.

Comme décrit précédemment, la fenêtre d'observation commence à la fin de la transmission du dernier paquet de la fenêtre précédente et se termine après la réception du Nième paquet. Pour déterminer la fréquence d'arrivée des paquets on divise N par la durée de la fenêtre d'observation. La durée des trames transmises sur le lien pendant la fenêtre d'observation se calcule grâce aux informations contenues dans les en-têtes.

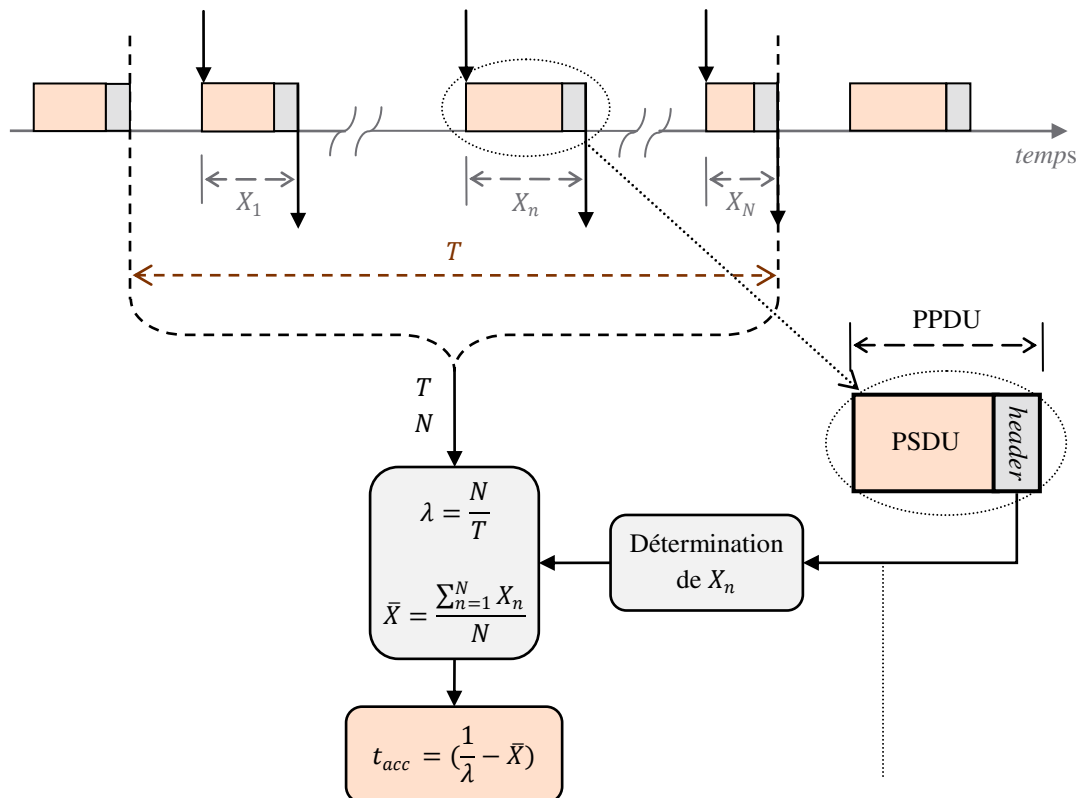


Figure 6-5 : Synoptique d'estimation du temps d'accès

6.3 Mécanisme de sélection verte

Certains procédés utilisent déjà l'occupation des canaux de communication pour réaliser de l'adaptation de lien [61] ou de l'allocation de ressources [62]. Cependant ils ne sont pas utilisés pour maximiser l'efficacité énergétique. Cependant, à l'aide de la métrique d'occupation temporelle définie précédemment, il est possible d'utiliser l'occupation temporelle du canal pour réaliser une adaptation de lien verte. Cette partie décrit différentes manières de procéder.

Il est possible de n'utiliser que la métrique d'occupation temporelle pour réaliser l'adaptation de lien. Cependant, ce fonctionnement n'est pas optimal. Comme on le montre dans la suite de cette partie, la métrique d'occupation temporelle permet de réaliser une présélection parmi les modes de transmission disponibles afin d'optimiser le fonctionnement d'un algorithme d'adaptation de lien (ex : BLV [33] ou MiSER [63]).

6.3.1 Fonctionnement autonome

Le mode autonome consiste à sélectionner le mode de transmission qui correspond à l'étalement temporel maximal respectant la contrainte d'occupation. Son fonctionnement est illustré par le synoptique de la Figure 6-6.

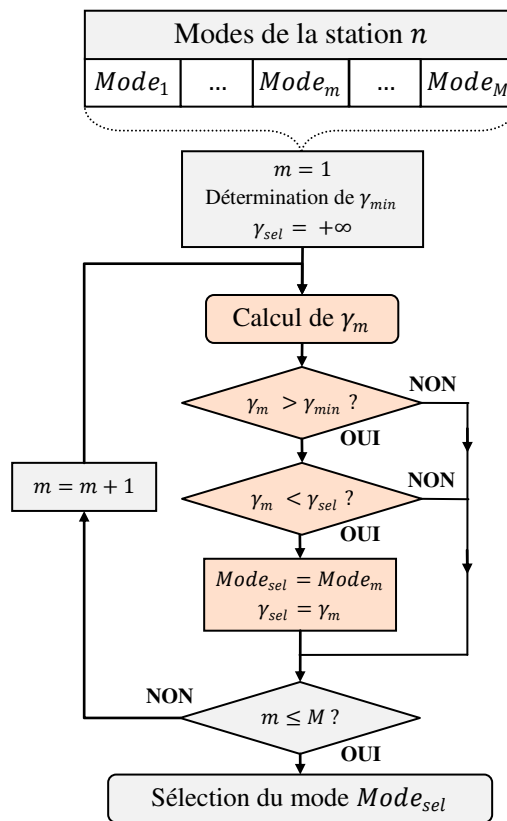


Figure 6-6 : Fonctionnement autonome de γ

Tout d'abord, on détermine une valeur γ_{min} permettant d'éviter la congestion du canal de communication en fonction de la qualité de service désirée : une valeur faible de γ_{min} génère une occupation élevée du canal de communication (longs temps de transmission) et donc une probable amélioration de l'efficacité énergétique du système tandis qu'une valeur élevée minimise le risque de collisions (longs temps d'accès).

Ensuite, pour chacun des modes disponibles (boucle sur la variable m) on détermine si le mode respecte la contrainte d'occupation temporelle γ_{min} . Si tel est le cas, on compare la métrique γ_m du mode testé correspond à une occupation temporelle plus forte que celle du mode courant (si aucun

mode n'était préalablement sélectionné, on considère que l'occupation du mode courant est nulle, soit $\gamma_{sel} = +\infty$).

Le mode $Mode_{sel}$ finalement sélectionné correspond alors à une occupation temporelle maximum respectant la contrainte γ_{min} . Si aucun mode n'est sélectionné, alors il n'est pas possible de respecter cette contrainte. Il faut alors utiliser le mode ayant le débit le plus élevé pour décongestionner le canal.

Cependant, à l'instar des techniques classiques d'adaptation de débit, cette méthode ne permet pas de discriminer différents modes correspondant à la même occupation temporelle et est donc sous-optimale. Ce fonctionnement est également inapplicable dans une configuration multi-technologies car les différentes interfaces de transmission ne transmettent pas sur le même canal de communication. De plus, bien qu'en général l'augmentation des temps de transmission permette d'augmenter l'efficacité énergétique, les résultats du Chapitre 3 et du Chapitre 4 montrent que cette tendance n'est pas valide dans certains cas (ex : on a montré à 5 GHz, que le MCS 2 présentaient de moins bonnes performances énergétiques que le MCS 3 lorsque le canal de transmission subit de trop fortes perturbations).

6.3.2 Fonctionnement combiné

Le mode combiné consiste à utiliser la métrique d'occupation temporelle conjointement à une méthode d'adaptation de lien existante de manière à bénéficier des avantages des deux méthodes. Ainsi, on utilise la métrique γ pour réaliser une présélection des modes de transmissions pour l'algorithme d'adaptation de lien comme représenté sur la Figure 6-7.

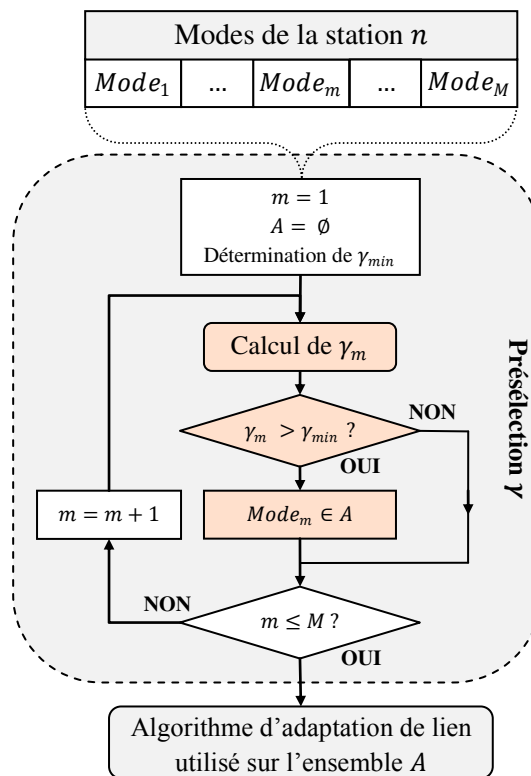


Figure 6-7 : Fonctionnement combiné de γ

Après détermination de γ_{min} , pour chacun des modes de transmission disponible on détermine si le mode respecte la contrainte d'occupation temporelle. Si tel est le cas, ce mode est conservé dans un ensemble A . Puis, l'algorithme d'adaptation de lien existant sélectionne le meilleur mode, selon ses critères, parmi A .

Un exemple détaillé dans le cas de l'adaptation de lien mono-technologie d'un système à accès aléatoire est représenté par la Figure 6-8.

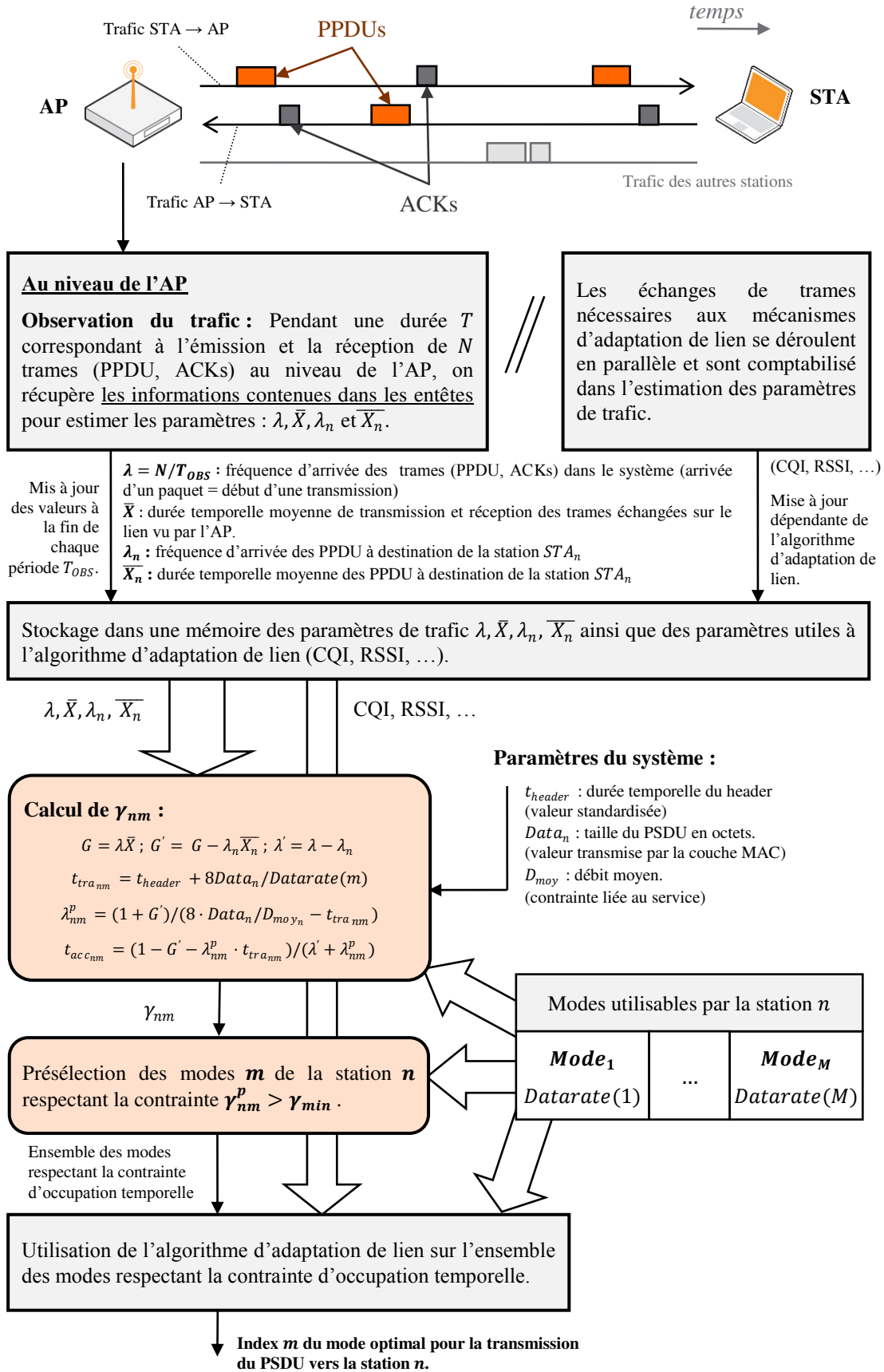


Figure 6-8 : Synoptique de fonctionnement d'un système à accès aléatoire utilisant une méthode d'adaptation de lien combinée à une présélection de modes basée sur la métrique d'occupation temporelle

Pour que l'adaptation de lien soit optimisée, il faut que l'algorithme utilisé conjointement à la métrique d'occupation temporelle permette de discriminer les modes de transmission correspondant à une même occupation spectrale. De plus, dans le cas de l'adaptation de lien verte, il faut que cet algorithme permette d'améliorer l'efficacité énergétique du système. Pour l'adaptation de lien multi-technologies, il faut également que l'algorithme puisse réaliser l'adaptation indépendamment de l'interface de transmission et lors de la présélection γ il faut estimer les paramètres de trafic de chacune des interfaces de transmission disponibles.

Les performances d'adaptation seront donc meilleures si l'algorithme utilisé conjointement est un algorithme multi-technologies dont le critère d'optimisation est l'efficacité énergétique. En effet, si on utilise conjointement la métrique d'occupation temporelle avec un algorithme d'adaptation de lien basé sur le débit instantané (comme l'AMRR [13]), la présélection telle que décrite précédemment sera inutile. En effet, les modes maximisant le débit instantané sont généralement les modes correspondant à une faible occupation temporelle. La présélection éliminerait donc des modes qui ne seraient pas choisis par l'algorithme d'adaptation.

Il est également possible de combiner différemment la métrique d'occupation temporelle avec un algorithme d'adaptation de lien connu, de manière à tenir compte des propriétés de cet algorithme.

Parmi les algorithmes d'adaptation de lien existants, le MiSER [63] permet de maximiser l'efficacité énergétique d'un système Wi-Fi et la métrique BLV [33] permet de faire de l'adaptation de lien verte multi-technologies. Ces techniques sont combinées avec la présélection γ dans la suite de ce chapitre.

6.4 Présentation du simulateur

Le simulateur développé pour comparer les comportements des différents algorithmes d'adaptation de lien modélise plusieurs mécanismes de la couche de liaison ayant un impact significatif sur les performances du système : l'accès aléatoire, la retransmission des paquets erronés et l'adaptation de lien. Ce simulateur dispose de treize modes de transmission répartis sur deux interfaces : le Wi-Fi [4] et l'ECMA 368 [64].

Les différents mécanismes d'adaptation de lien évalués par le simulateur sont :

- La maximisation de l'efficacité spectrale
- La métrique BLV en fonctionnement autonome
- Le MiSER en fonctionnement autonome
- La métrique BLV et le MiSER combinés à la présélection γ

La génération de l'arrivée des paquets dans le système obéit à une loi de Poisson comme celle décrite en 6.2.2. Pour chaque utilisateur, on fixe un débit moyen cible puis on déduit le paramètre de la loi de Poisson permettant d'atteindre cette cible sachant que la taille des PSDU est fixée à 1000 octets en mode multi-technologies, et 8000 octets pour le Wi-Fi seul. Ainsi, dans le cas multi-technologies, on agrège 8 PSDU avant d'effectuer une transmission en Wi-Fi. Ensuite, on génère les instants d'arrivée des différents paquets dans le système. Pour une comparaison plus équitable on compare les différents mécanismes d'adaptation de lien en utilisant les mêmes instants d'arrivée des paquets.

Le mécanisme d'accès aléatoire est de type CSMA/CA, tel que défini en 1.5.2. Lors d'une collision, toutes les trames impliquées sont perdues. La taille des buffers est considérée infinie, c'est-à-dire que les stations peuvent stocker toutes les trames en attente de transmission.

La retransmission des paquets erronés est de type *acknowledgment*, c'est-à-dire que la station réceptrice envoie systématiquement une trame pour attester de la bonne réception d'une trame de données. Si la station émettrice ne reçoit pas cette trame, cela veut dire que la trame était erronée ou qu'elle a subi une collision. Dans ce cas, la trame est retransmise.

Les paramètres et performances PHY du système sont fixés et extraits du projet OMEGA [65]. Ces données sont utilisées lors du calcul de la métrique BLV, de l'estimation de l'efficacité énergétique par l'algorithme MiSER, et lors de l'évaluation de la consommation énergétique du système.

Chaque station du système simulé peut utiliser dix modes de transmission de l'interface Wi-Fi [4] et trois modes de l'interface ECMA 368 [64] décrits dans le tableau suivant :

Wi-Fi	MCS	Modulation	R	Technique MIMO	Débit instantané
	1	QPSK	1/2	SDM	54,0 Mbps
	2	QPSK	3/4	SDM	81,0 Mbps
	3	16-QAM	1/2	SDM	108,0 Mbps
	4	16-QAM	3/4	SDM	162,0 Mbps
	5	64-QAM	2/3	SDM	216,0 Mbps
	6	QPSK	1/2	STBC	27,0 Mbps
	7	QPSK	3/4	STBC	40,5 Mbps
	8	16-QAM	1/2	STBC	54,0 Mbps
	9	16-QAM	3/4	STBC	81,0 Mbps
	10	64-QAM	2/3	STBC	108,0 Mbps
ECMA 368	MCS	Modulation	R	Etalement	Débit instantané
	11	QPSK	1/3	Temporel/Fréquentiel	53,3 Mbps
	12	QPSK	1/3	Temporel/Fréquentiel	106,7 Mbps
	13	QPSK	5/8	Temporel	200,0 Mbps

Tableau 6-1: Modes de transmission disponibles

Le contrôle de puissance est considéré parfait avec une marge de 3 dB. On ajuste la puissance d'émission P_t des trames de données à l'aide de la métrique β de la manière suivante :

$$P_t = \min(EIRP_{max} + G_R - \beta + 3 \text{ dB}, EIRP_{max}). \quad (6-35)$$

Les *acknowledgments* sont envoyés à la puissance maximum $EIRP_{max}$ pour s'assurer de leur bonne réception.

Les informations récupérées pour chacune des méthodes d'adaptation de lien sont :

- **Les modes sélectionnés.** Dans le cas des techniques nécessitant la connaissance du trafic sur le canal de communication (MiSER, MiSER avec présélection et BLV avec présélection), on note l'instant des changements de mode au cours de la simulation.
- **Les statistiques des trames :** nombre de paquets à transmettre, nombre de paquets transmis, nombre de paquets restant dans les buffers, nombre de tentatives de transmission, nombre de paquets perdus et nombre de paquets ayant subi une collision.
- **Les statistiques du trafic :** débit utile moyen, variation entre le débit utile moyen et le débit utile maximum, latence (temps entre l'arrivée du paquet dans le système et la fin de l'*acknowledgment*) et occupation du lien radio.
- **Les statistiques énergétiques :** énergie consommée pour envoyer les trames de données, énergie consommée pour envoyer les *acknowledgments*, efficacité énergétique.

On regarde les informations correspondant à chaque liaison de chaque station ainsi que pour l'ensemble du système.

Pour les mécanismes nécessitant les statistiques du trafic (mécanismes avec la présélection et MiSER seul), on réalise l'optimisation sur un de lien (tiré au sort) dès que les statistiques de trafic sont mises à jour. Pour débiter la simulation, on utilise les modes les plus robustes (6 en Wi-Fi et 11 en ECMA 368).

6.4.1 Maximisation de l'efficacité spectrale

Pour maximiser l'efficacité spectrale on sélectionne le mode disponible correspondant au débit instantané le plus élevé. On considère qu'un mode est disponible quand son paramètre β (cf. 2.5.2) est supérieur à 3 dB.

Cette technique est représentative des techniques d'adaptation de lien classiques telles que l'AMRR [13] qui convergent vers le mode de transmission qui permet d'obtenir le meilleur débit PHY tout en respectant une contrainte de service de type PER ou BER.

6.4.2 Algorithme BLV

Pour réaliser l'adaptation de lien à l'aide de la métrique BLV en fonctionnement autonome on sélectionne le mode disponible correspondant au paramètre α le plus faible. Dans le cas où plusieurs modes correspondent à une même valeur de α , on sélectionne le mode ayant le β le plus élevé.

La métrique BLV, telle que définie dans [33] et [34], permet de comparer des modes de transmissions ayant des débits PHY proches à 3% près. Cependant, la plupart des modes utilisés dans nos simulations présentent un écart de débit plus élevé. Pour pouvoir réaliser l'adaptation de lien avec la métrique BLV seule, on réalise une extension du principe de sélection à l'ensemble des débits PHY disponibles.

En utilisant les résultats de [65], on peut déjà calculer les paramètres α et β de la métrique BLV dans le cas où l'on dispose d'une bande de transmission de 40 MHz en Wi-Fi et la bande #1 en ECMA 368. La qualité de service dans cette étude est un PER cible de 10% pour une taille de PSDU de 8000 octets en Wi-Fi et 8% pour une taille de PSDU de 1000 octets en ECMA 368. Les pertes de propagation sont calculées à l'aide du modèle décrit dans le cadre du projet OMEGA [65], le modèle de canal utilisé pour le Wi-Fi est le TGn B et le CM1 pour l'ECMA 368. Les valeurs de α et β ainsi calculées sont représentées sur la Figure 6-9 pour le Wi-Fi et la Figure 6-10 pour l'ECMA 368.

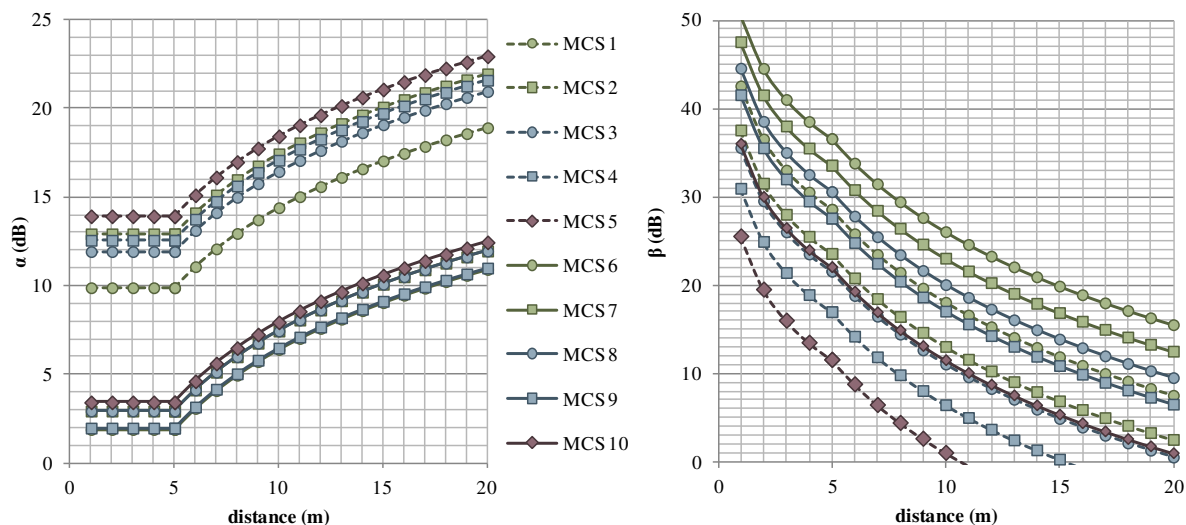
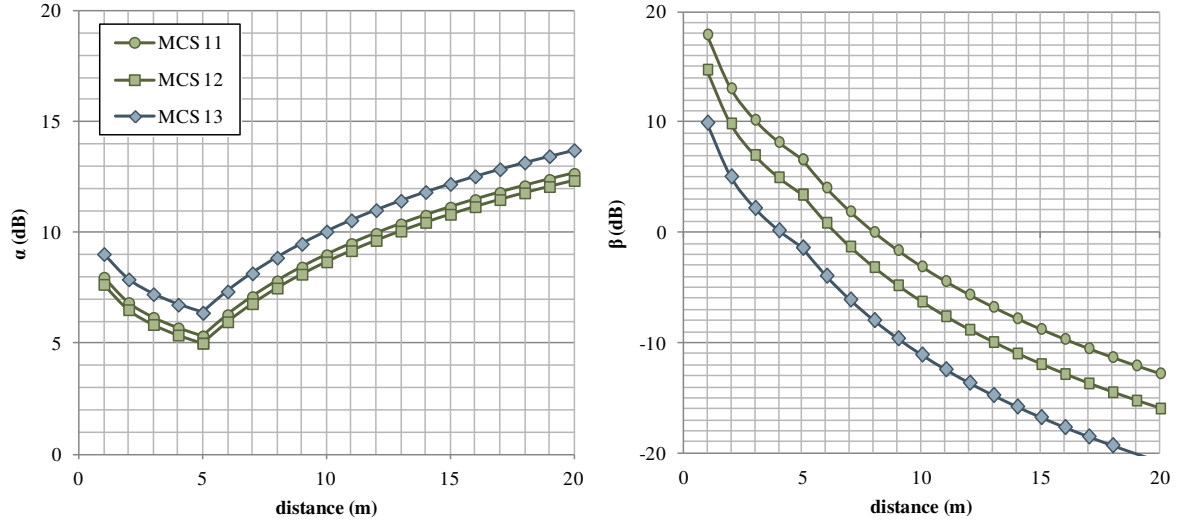


Figure 6-9 : Paramètres α et β des modes de transmission de l'interface Wi-Fi.

Comme le montre la figure ci-dessus, le mode optimal, au sens de la métrique BLV, est le mode 6 (faible α et fort β), qui correspond au débit instantané le plus faible, ce qui corrobore les observations réalisées dans les chapitres précédents : les modes les plus efficaces énergétiquement correspondent généralement aux modes les moins efficaces spectralement.

On remarque également qu'en raison de la puissance de transmission limitée en ECMA 368 à -14 dBm (contre 23 dBm pour le Wi-Fi), cette interface n'est pas disponible lorsque la station est à une distance supérieure à 8m (Figure 6-10).


 Figure 6-10 : Paramètres α et β des modes de transmission de l'interface ECMA 368.

6.4.3 Algorithme MiSER

Le MiSer [63] est un des rares algorithmes d'adaptation de lien combinant à la fois une optimisation du MCS et une gestion de la puissance de transmission. Il fonctionne en deux étapes : le calcul hors-fonctionnement de tables de qualité, et l'exécution en temps-réel.

Cet algorithme impose l'utilisation du mode RTS/CTS, qui est une option du standard 802.11 [4] qui a été définie pour résoudre les problèmes d'accès dus au problème dit de « la station cachée ». Ce problème survient lorsque deux stations qui ne sont pas à portée l'une de l'autre (mais toutes deux à portée du point d'accès) veulent obtenir un accès au canal de communication. Dans cette configuration, les stations ne peuvent pas savoir si une transmission est en cours. Si l'une d'entre elle commence une transmission alors qu'une autre transmission était en cours, alors les deux transmissions échouent (il y a alors des collisions). L'utilisation du RTS/CTS permet de réduire le nombre de collisions dues au problème de la station cachée mais encombre le canal de communication (pour chaque PSDU à transmettre, il faut auparavant envoyer un RTS et recevoir un CTS).

Le MiSer considère les 6 paramètres suivants :

- R : Le débit instantané du mode sélectionné
- P_T : La puissance de transmission de l'émetteur
- l : la taille du champ de données à transmettre
- s : les pertes de propagation entre l'émetteur et le récepteur
- SRC : le nombre de tentatives de transmission du RTS
- LRC : le nombre de tentatives de transmission du PPDU

Hors-fonctionnement (lors de l'initialisation), le système doit estimer deux paramètres :

- $L(R, P_T, l, s, SRC, LRC)$: le nombre de bits qui seront correctement transmis
- $E(R, P_T, l, s, SRC, LRC)$: l'énergie nécessaire pour transmettre les L bits

Ces deux estimations sont calculées récursivement en considérant toutes les combinaisons possibles des paramètres R, P_T, l, s, SRC et LRC . Puis, grâce aux paramètres estimés, une estimation de l'efficacité énergétique J est calculée par

$$J(R, P_T, l, s, SRC, LRC) = \frac{L(R, P_T, l, s, SRC, LRC)}{E(R, P_T, l, s, SRC, LRC)}. \quad (6-36)$$

Pour chacune des combinaisons possibles (l, s, SRC, LRC) la combinaison (R, P_T) maximisant J est stockée.

Une fois le système en fonctionnement, la station qui veut transmettre une charge l estime les pertes de propagation s et récupère le nombre de tentatives de transmission du RTS (SRC) et du PPDU (LRC). En fonction du quadruplet de données (l, s, SRC, LRC) , la station récupère, dans les tables de qualités calculées hors-fonctionnement, la combinaison des paramètres (R, P_T) à utiliser pour maximiser l'efficacité énergétique de la transmission.

Cet algorithme permet donc de maximiser l'efficacité de la transmission d'une charge de données mais est assez contraignant puisqu'il impose l'utilisation du RTS/CTS (ce qui augmente la consommation du système puisque l'envoi des trames RTS/CTS à un cout énergétique). De plus, il faut calculer hors fonctionnement l'efficacité énergétique correspondant à toutes les combinaisons possibles des paramètres (R, P_T, l, s, SRC, LRC) .

Pour pouvoir utiliser le MiSER dans nos simulations, on généralise l'algorithme MiSER pour le rendre indépendant de la technologie utilisée. Ainsi, les paramètres L et E sont conservés mais leur mode de calcul est changé. On utilise alors les notations suivantes :

- L_{nm} : le nombre de bits correctement transmis par le mode m de la station n .
- E_{nm} : l'énergie nécessaire pour transmettre L

Ces deux paramètres sont des prévisions qui dépendent des paramètres de trafic et permettent de calculer l'efficacité énergétique prévisionnelle J_{nm}^p de la manière suivante :

$$J_{nm}^p = \frac{L_{nm}}{E_{nm}} \quad (6-37)$$

Si l'on connaît la probabilité de succès $P_{s_{nm}}$ de transfert d'une trame de données envoyée en utilisant le mode de transmission m de la station n alors

$$L_{nm} = P_{s_{nm}} \cdot 8 \cdot Data_n \quad (6-38)$$

et l'énergie E_{nm} nécessaire pour transmettre L_{nm} s'exprime

$$E_{nm} = t_{tra_{nm}} \cdot P_{T_{nm}}. \quad (6-39)$$

On a vu en 6.2.3 que la probabilité de succès de transfert pouvait s'exprimer en fonction des paramètres de trafic du canal de communication utilisés pour calculer le temps d'accès prévisionnel $t_{acc_{nm}}$. Ces paramètres sont estimés lors du calcul de la métrique d'occupation temporelle, tout comme le paramètre $t_{tra_{nm}}$.

Ainsi, dans le cas d'un système utilisant le CSMA, on peut estimer J_{nm}^p de la manière suivante :

$$J_{nm}^p = \frac{8 \cdot Data_n}{(1 + G' + \lambda_{nm}^p t_{tra_{nm}}) \cdot t_{tra_{nm}} \cdot P_{T_n}}. \quad (6-40)$$

De plus, la puissance $P_{T_{nm}}$ nécessaire pour adresser la station n avec le mode de transmission m (avec une marge de sécurité de 3 dB), peut être estimée à l'aide du paramètre β de la métrique BLV :

$$P_{T_{nm}} = EIRP + G_R - \beta_{nm} + 3 \text{ dB}. \quad (6-41)$$

Ainsi, en utilisant les estimations de trafic réalisées pour le calcul de la métrique d'occupation temporelle, ainsi que le paramètre β de la métrique BLV, il est possible d'étendre le principe de l'algorithme MiSER pour le rendre compatible avec notre simulateur.

6.4.4 Algorithme BLV et présélection γ

La combinaison de la métrique γ avec la métrique BLV est représentée sur la Figure 6-11. Après la présélection à l'aide de la métrique γ , on calcule les paramètres α_m et β_m de l'ensemble des modes respectant la contrainte d'occupation temporelle (A). Puis, on réalise le choix final selon la même méthode que dans le cas BLV classique : on sélectionne le mode correspondant au α_m le plus faible dont le β_m est positif. Si plusieurs modes sont sélectionnés, on choisit celui qui correspond au β_m le plus fort.

Il est également possible d'associer la métrique γ avec les paramètres α et β de manière à optimiser la sélection. On peut par exemple regrouper les différents modes disponibles par débits équivalents (proches à 3%) puis réaliser le choix final à l'aide de la métrique γ parmi les meilleurs modes, au sens de la métrique BLV, de chaque sous-groupe de débit.

6.4.5 Algorithme MiSER et présélection γ

Pour combiner l'algorithme MiSER avec la métrique γ , il suffit de calculer le paramètre J_{nm}^p (l'efficacité énergétique prévisionnelle de la transmission) pour chacun de modes m disponibles après présélection γ (ensemble A) puis sélectionner le mode correspondant au J_{nm}^p le plus faible, comme représenté sur la Figure 6-12.

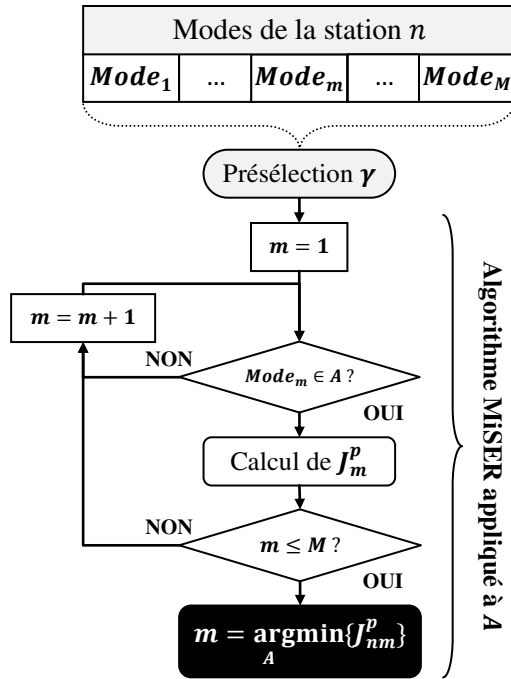


Figure 6-11 : Synoptique de fonctionnement de la métrique γ combinée à la métrique BLV

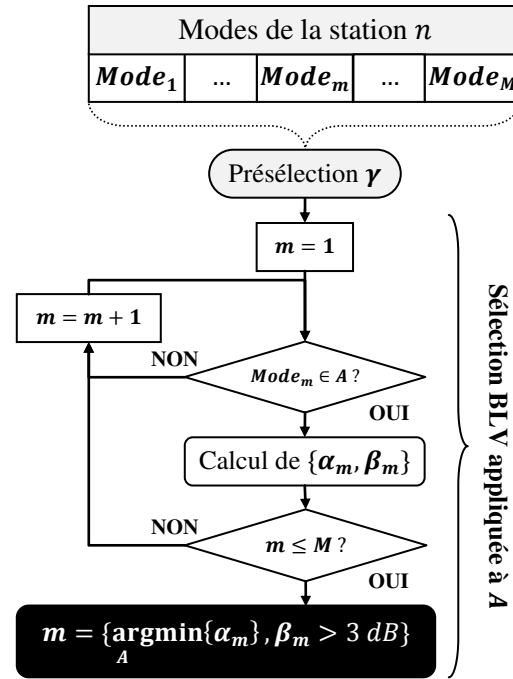


Figure 6-12 : Synoptique de fonctionnement de la métrique γ combinée à l'algorithme MiSER

6.5 Simulations

Dans cette partie, on décrit et on analyse les performances des différentes techniques d'adaptation de lien intégrées au simulateur à l'aide de différents scénarios : trafic faible en mono-RAT, trafic fort en mono-technologie et trafic fort en multi-technologies.

6.5.1 Trafic faible en mono-technologie

Pour ce scénario mono-technologie, on n'utilise que les 10 modes du Wi-Fi. On considère deux stations situées respectivement à 4 et 12 m du point d'accès. Il existe donc 4 liaisons différentes :

- 1 : Liaison de la STA proche à l'AP
- 2 : Liaison de l'AP à la STA proche
- 3 : Liaison de la STA distante à l'AP
- 4 : Liaison de l'AP à la STA distante

On compare les performances des différents mécanismes d'adaptation de lien pendant une durée de simulation de 10 secondes avec les contraintes de débit suivantes : les liaisons montantes nécessitent un débit moyen de 1 Mbps et les liaisons descendantes un débit moyen de 5 Mbps.

La répartition des arrivées des trames donne alors le résultat suivant :

```
-- Débits maximum des liens : -----
```

Lien	Débit max	/ Trames	Variation	
1	1.02 Mbps	/ 160	2.40 %	
2	5.04 Mbps	/ 788	0.86 %	
3	0.97 Mbps	/ 151	-3.36 %	
4	5.27 Mbps	/ 823	5.34 %	
TOT	12.30 Mbps	/ 1922	2.51 %	

```
-----
```

La répartition des paquets permet d'atteindre un débit maximum pour chacun des liens, qui correspond à la transmission réussie de l'ensemble des trames reçues pendant la durée de la simulation. Le caractère aléatoire de la répartition des arrivées des trames au cours de la simulation génère donc une légère différence entre le débit maximum et le débit moyen cible.

Comme indiqué précédemment, cette loi d'arrivée des paquets est utilisée pour comparer les différentes méthodes d'adaptation de lien.

Maximisation de l'efficacité spectrale :

Dans le cas d'une maximisation de l'efficacité spectrale, les modes sélectionnés sont :

```
-- Modes sélectionnés : -----
```

1 : MCS 5	(216.00 Mbps, beta = 13.49 dB)	
2 : MCS 5	(216.00 Mbps, beta = 13.49 dB)	
3 : MCS 4	(162.00 Mbps, beta = 3.64 dB)	
4 : MCS 4	(162.00 Mbps, beta = 3.64 dB)	

```
-----
```

Ce qui correspond bien aux modes les plus efficaces spectralement disponibles par station. Le mode 5 correspond au débit instantané le plus élevé mais n'est pas disponible au niveau de la station lointaine qui se situe au-delà des 10 m (cf. Figure 6-9).

La simulation donne alors les statistiques de trames suivantes :

```
-- Statistiques trames : -----
```

Lien	Tentatives	Réussites	Buffer	Perdus	Collisions	
1	178	160	0	18	0	
2	881	788	0	93	3	
3	169	151	0	18	0	
4	912	823	0	89	3	
TOT	2140	1922	0	218	6	

```
-----
```

On remarque que l'intégralité des trames a été transmise. Les trames contenant des erreurs et celles ayant subi des collisions ont pu toutes être retransmises rapidement (buffer vide en fin de simulation). On a alors les statistiques de trafic suivantes :

```
-- Statistiques trafic : -----
```

Lien	Débit moyen (Var / D. max)	Latence	Occupation	
1	1.02 Mbps 0.00 %	0.41 ms	0.59 %	
2	5.04 Mbps 0.00 %	0.41 ms	2.94 %	
3	0.97 Mbps 0.00 %	0.52 ms	0.73 %	
4	5.27 Mbps 0.00 %	0.52 ms	3.96 %	
TOT	12.30 Mbps 0.00 %	0.46 ms	8.22 %	

Comme on a pu transmettre toutes les trames, le débit maximum est atteint. La latence (temps entre le moment où la station reçoit la trame de la part des couches supérieures et la réception de l'ACK) et l'occupation sont très faibles.

Les statistiques énergétiques du système sont alors :

-- Statistiques énergétiques : -----				
Lien	Energie consommée (Trames + ACK)	Eff. Energ.		
1	1.64 mJ (1.00 + 0.64)	6.24 Gb/J		
2	8.11 mJ (4.96 + 3.14)	6.22 Gb/J		
3	12.70 mJ (12.10+ 0.60)	0.76 Gb/J		
4	68.58 mJ (65.30+ 3.28)	0.77 Gb/J		
TOT	91.03 mJ (83.36+ 7.67)	1.35 Gb/J		

On remarque que la consommation liée à la station lointaine est plus élevée car il faut transmettre plus de puissance pour que les trames soient correctement transmises. En revanche, puisqu'on transmet les ACK à la puissance maximale, la consommation liée aux ACK est équivalente pour les deux stations.

Algorithme BLV :

Si on utilise la métrique BLV seule, les modes sélectionnés sont :

-- Modes sélectionnés : -----				
1 : MCS 6	(alpha = 1.89 dB, beta = 38.49 dB)			
2 : MCS 6	(alpha = 1.89 dB, beta = 38.49 dB)			
3 : MCS 6	(alpha = 7.59 dB, beta = 23.24 dB)			
4 : MCS 6	(alpha = 7.59 dB, beta = 23.24 dB)			

Cette sélection est bien conforme à la Figure 6-9 et les statistiques obtenues sont :

-- Statistiques trames : -----					
Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions
1	188	160	0	28	17
2	914	788	0	126	55
3	181	151	0	30	15
4	981	823	0	158	53
TOT	2264	1922	0	342	140

-- Statistiques trafic : -----				
Lien	Débit moyen (Var / D. max)	Latence	Occupation	
1	1.02 Mbps 0.00 %	5.09 ms	4.53 %	
2	5.04 Mbps 0.00 %	4.78 ms	22.02 %	
3	0.97 Mbps 0.00 %	4.99 ms	4.36 %	
4	5.27 Mbps 0.00 %	4.94 ms	23.61 %	
TOT	12.30 Mbps 0.00 %	4.89 ms	52.85 %	

```
-- Statistiques énergétiques : -----
```

Lien	Energie consommée (Trames + ACK)	Eff. Energ.
1	0.66 mJ (0.03 + 0.64)	15.43 Gb/J
2	3.27 mJ (0.12 + 3.14)	15.43 Gb/J
3	1.42 mJ (0.82 + 0.60)	6.81 Gb/J
4	7.71 mJ (4.43 + 3.28)	6.83 Gb/J
TOT	13.06 mJ (5.39 + 7.67)	9.42 Gb/J

```
-----
```

Le fait d'utiliser le mode 6 pour chacune des stations augmente sensiblement le nombre de collisions au niveau des liens descendants (qui correspondent à un trafic plus élevé) à cause de l'augmentation de l'occupation liée à chacune des stations. La latence augmente également, en partie à cause des collisions supplémentaires, mais aussi parce que la durée de transmission des PSDU est supérieure lorsqu'on utilise le mode 6 plutôt que le mode 5.

En revanche, puisque le lien n'est occupé qu'à 53%, l'intégralité des paquets perdus peut être retransmise dans les temps. On conserve ainsi la qualité de service (débit moyen) désirée et on améliore l'efficacité énergétique d'un facteur 7. On remarque même que la part de la consommation la plus importante est liée à la transmission des ACK (cette contribution est identique à celle du cas de maximisation de l'efficacité spectrale).

Algorithme MiSER

Contrairement aux mécanismes précédents, le MiSER tient compte du trafic. Le mode de transmission est donc susceptible de changer au cours de la simulation. Au début de la simulation, les paramètres de trafic ne sont pas connus, il faut donc initialiser le système en indiquant quels modes sont à utiliser en début de simulation.

Si on initialise le simulateur avec les modes utilisés pour maximiser l'efficacité énergétique, le MiSER bascule sur les modes utilisés par la métrique BLV. Ainsi, en utilisant comme modes de départ, les mêmes modes que ceux sélectionnés par la métrique BLV on remarque que le MiSER ne change pas la sélection des modes au cours de la simulation. Avec cette initialisation, on obtient les statistiques suivantes :

```
-- Statistiques trames : -----
```

Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions
1	200	160	0	40	21
2	909	788	0	121	46
3	201	151	0	50	32
4	955	823	0	132	47
TOT	2265	1922	0	343	146

```
-----
```

```
-- Statistiques trafic : -----
```

Lien	Débit moyen (Var / D. max)	Latence	Occupation
1	1.02 Mbps 0.00 %	5.30 ms	4.82 %
2	5.04 Mbps 0.00 %	4.70 ms	21.90 %
3	0.97 Mbps 0.00 %	5.31 ms	4.84 %
4	5.27 Mbps 0.00 %	4.67 ms	22.99 %
TOT	12.30 Mbps 0.00 %	4.78 ms	52.78 %

```
-----
```

```
-- Statistiques énergétiques : -----
```

Lien	Energie consommée (Trames + ACK)	Eff. Energ.
1	0.67 mJ (0.03 + 0.64)	15.39 Gb/J
2	3.27 mJ (0.12 + 3.14)	15.44 Gb/J
3	1.51 mJ (0.91 + 0.60)	6.40 Gb/J
4	7.59 mJ (4.31 + 3.28)	6.94 Gb/J
TOT	13.03 mJ (5.36 + 7.67)	9.44 Gb/J

```
-----
```

Logiquement, ces résultats sont quasi-identiques à ceux de la métrique BLV. Les légères différences sont dues au caractère aléatoire des simulations (notamment lors de la détermination de la date de retransmission d'un paquet erroné ou perdu).

Algorithme BLV et présélection γ

En initialisant le simulateur avec les mêmes modes que précédemment, la présélection associée à la métrique BLV génère les changements de mode suivants :

0.88 s : G = 58.33 %	1 --> MCS 9 (gamma = 4.14 dB)
2.81 s : G = 52.11 %	3 --> MCS 9 (gamma = 4.13 dB)
3.28 s : G = 46.44 %	3 --> MCS 6 (gamma = 0.54 dB)
5.59 s : G = 42.68 %	1 --> MCS 6 (gamma = 1.39 dB)
6.38 s : G = 74.47 %	1 --> MCS 9 (gamma = 1.34 dB)
8.97 s : G = 56.52 %	3 --> MCS 9 (gamma = 4.13 dB)
9.86 s : G = 42.85 %	3 --> MCS 6 (gamma = 1.17 dB)

Le mode 9 (le meilleur au sens de la métrique BLV après le mode 6) est temporairement sélectionné pour les transmissions sur les liens 1 et 3 de manière à réduire l'occupation du lien dans le cas où il y a grand nombre d'arrivée de trames dans une courte période.

Les statistiques de la simulation sont :

-- Statistiques trames : -----					
Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions
1	188	160	0	28	10
2	933	788	0	145	58
3	190	151	0	39	12
4	989	821	2	166	59
TOT	2300	1920	2	378	139

-- Statistiques trafic : -----					
Lien	Débit moyen (Var / D. max)		Latence		Occupation
1	1.02 Mbps	0.00 %	3.10 ms	2.10 %	
2	5.04 Mbps	0.00 %	5.08 ms	22.47 %	
3	0.97 Mbps	0.00 %	4.85 ms	4.26 %	
4	5.25 Mbps	-0.24 %	5.15 ms	23.82 %	
TOT	12.29 Mbps	-0.10 %	4.92 ms	51.12 %	

-- Statistiques énergétiques : -----					
Lien	Energie consommée (Trames + ACK)		Eff. Energ.		
1	0.70 mJ	(0.06 + 0.64)	14.65 Gb/J		
2	3.27 mJ	(0.13 + 3.14)	15.42 Gb/J		
3	1.61 mJ	(1.01 + 0.60)	5.99 Gb/J		
4	7.74 mJ	(4.46 + 3.28)	6.79 Gb/J		
TOT	13.32 mJ	(5.66 + 7.66)	9.22 Gb/J		

En raison des quelques changement de mode, l'occupation et l'efficacité énergétique de cette simulation sont légèrement inférieures à celles des simulations de la sélection BLV et de l'algorithme MiSER.

Algorithme MiSER et présélection γ

Toujours en initialisant le simulateur avec la sélection BLV, la présélection associée au MiSER génère les changements de mode suivants :

```

1.31 s : G = 56.60 %      1 --> MCS 7 (eta = 6.97 Gb/J gamma = 0.85 dB)
5.48 s : G = 50.42 %      1 --> MCS 6 (eta = 7.32 Gb/J gamma = 0.21 dB)
6.76 s : G = 58.04 %      1 --> MCS 7 (eta = 7.12 Gb/J gamma = 1.41 dB)
7.66 s : G = 59.30 %      3 --> MCS 7 (eta = 3.54 Gb/J gamma = 0.88 dB)
8.65 s : G = 46.82 %      1 --> MCS 6 (eta = 7.62 Gb/J gamma = 1.06 dB)
9.39 s : G = 68.42 %      3 --> MCS 8 (eta = 2.62 Gb/J gamma = 0.20 dB)

```

Ce comportement est similaire à celui de la sélection BLV avec présélection γ (par moment on utilise un mode correspondant à une occupation plus faible) hormis le fait qu'au sens du MiSER, le mode 7 est meilleur que le mode 9. Les changements de mode sur les liens 1 et 3 se font donc entre le mode 6 et le mode 7.

Les statistiques de la simulation sont :

```

-- Statistiques trames : -----
|Lien |Tentatives |Réussites |Buff |Perdus |Collisions |
-----
| 1   | 185       | 160      | 0   | 25    | 14        |
| 2   | 939       | 788      | 0   | 151   | 61        |
| 3   | 193       | 151      | 0   | 42    | 25        |
| 4   | 979       | 823      | 0   | 156   | 69        |
|TOT  | 2296      | 1922     | 0   | 374   | 169       |
-----

-- Statistiques trafic : -----
|Lien |Débit moyen (Var / D. max) |Latence |Occupation |
-----
| 1   | 1.02 Mbps 0.00 %          | 3.85 ms | 3.57 %    |
| 2   | 5.04 Mbps 0.00 %          | 4.98 ms | 22.62 %   |
| 3   | 0.97 Mbps 0.00 %          | 5.12 ms | 4.32 %    |
| 4   | 5.27 Mbps 0.00 %          | 5.04 ms | 23.57 %   |
|TOT  | 12.30 Mbps 0.00 %         | 4.92 ms | 52.14 %   |
-----

-- Statistiques énergétiques : -----
|Lien |Energie consommée (Trames + ACK) |Eff. Energ. |
-----
| 1   | 0.67 mJ (0.03 + 0.64)          | 15.32 Gb/J |
| 2   | 3.27 mJ (0.13 + 3.14)          | 15.42 Gb/J |
| 3   | 1.54 mJ (0.94 + 0.60)          | 6.26 Gb/J  |
| 4   | 7.70 mJ (4.42 + 3.28)          | 6.84 Gb/J  |
|TOT  | 13.18 mJ (5.52 + 7.67)         | 9.33 Gb/J  |
-----

```

A l'instar du cas précédent, les changements de mode générés lorsqu'un grand nombre de paquets arrivent dans un intervalle de temps réduit diminuent légèrement l'occupation et l'efficacité énergétique du système.

Dans ce scénario, la présélection γ ne permet pas d'améliorer les performances énergétiques du système par rapport aux algorithmes BLV et MiSER utilisés seuls. Mais son utilisation ne perturbe pas le fonctionnement de ces algorithmes : les performances énergétiques sont quasi similaires avec et sans la présélection.

6.5.2 Trafic fort en mono-technologie

On utilise la même configuration que dans le scénario précédent en changeant les contraintes de débit : les liaisons montantes nécessitent désormais un débit moyen de 5 Mbps et les liaisons descendantes un débit moyen de 10 Mbps.

La répartition des arrivées des trames donne alors le résultat suivant :

-- Débits maximum des liens : -----				
Lien	Débit max		Trames	Variation
1	4.85 Mbps		758	-2.98 %
2	10.21 Mbps		1596	2.14 %
3	4.81 Mbps		751	-3.87 %
4	10.07 Mbps		1573	0.67 %
TOT	29.94 Mbps		4678	-0.20 %

Les sélections dans le cas de la maximisation de l'efficacité spectrale et de la métrique BLV sont identiques par rapport au cas du trafic faible (ce qui est logique puisque ces mécanismes ne tiennent pas compte du trafic). Pour les techniques nécessitant une initialisation, on choisit toujours d'initialiser avec la sélection BLV.

Maximisation de l'efficacité spectrale

L'efficacité énergétique est similaire au cas du faible trafic même si l'occupation est passée de 8 à 20% et que le nombre de collisions a augmenté :

-- Statistiques trames : -----						
Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions	
1	864	758	0	106	16	
2	1790	1596	0	194	34	
3	849	751	0	98	21	
4	1766	1571	2	193	25	
TOT	5269	4676	2	591	96	

-- Statistiques trafic : -----				
Lien	Débit moyen (Var / D. max)		Latence	Occupation
1	4.85 Mbps	-0.00 %	0.47 ms	2.88 %
2	10.21 Mbps	0.00 %	0.47 ms	5.98 %
3	4.81 Mbps	0.00 %	0.58 ms	3.68 %
4	10.05 Mbps	-0.13 %	0.57 ms	7.66 %
TOT	29.93 Mbps	-0.04 %	0.52 ms	20.04 %

-- Statistiques énergétiques : -----			
Lien	Energie consommée (Trames + ACK)		Eff. Energ.
1	7.89 mJ (4.87 + 3.02)		6.15 Gb/J
2	16.46 mJ (10.09 + 6.37)		6.21 Gb/J
3	63.78 mJ (60.79 + 3.00)		0.75 Gb/J
4	132.71 mJ (126.44 + 6.27)		0.76 Gb/J
TOT	220.84 mJ (202.18 + 18.66)		1.36 Gb/J

Algorithme BLV

L'efficacité énergétique diminue à cause du nombre important de collision et la contrainte de débit moyen n'est pas respectée à cause d'une congestion du lien (l'occupation du lien est proche de 100%). Cependant l'efficacité énergétique est toujours bien plus élevée que celle correspondant à une maximisation de l'efficacité spectrale :

-- Statistiques trames : -----						
Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions	
1	1305	615	143	547	615	
2	1464	713	883	-132	649	
3	1294	633	118	543	597	
4	1330	647	926	-243	599	
TOT	5393	2608	2070	715	2460	

-- Statistiques trafic : -----						
Lien	Débit moyen (Var / D. max)		Latence	Occupation		
1	3.94 Mbps	-18.87 %	976.15 ms	31.34 %		
2	4.56 Mbps	-55.33 %	2834.88 ms	35.16 %		
3	4.05 Mbps	-15.71 %	738.03 ms	31.08 %		
4	4.14 Mbps	-58.87 %	2862.97 ms	31.94 %		
TOT	16.69 Mbps	-44.25 %	1056.24 ms	98.02 %		

-- Statistiques énergétiques : -----						
Lien	Energie consommée (Trames + ACK)		Eff. Energ.			
1	2.63 mJ	(0.18 + 2.45)	14.96 Gb/J			
2	3.04 mJ	(0.20 + 2.85)	15.00 Gb/J			
3	8.37 mJ	(5.84 + 2.53)	4.84 Gb/J			
4	8.59 mJ	(6.00 + 2.58)	4.82 Gb/J			
TOT	22.63 mJ	(12.22 + 10.41)	7.38 Gb/J			

Algorithme MiSER

L'augmentation du trafic ne génère pas de changement de mode de transmission et les résultats sont donc toujours similaires à ceux de la sélection BLV :

-- Statistiques trames : -----						
Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions	
1	1342	690	68	584	577	
2	1330	676	920	-266	579	
3	1324	691	60	573	559	
4	1302	656	917	-271	571	
TOT	5298	2713	1965	620	2286	

-- Statistiques trafic : -----						
Lien	Débit moyen (Var / D. max)		Latence	Occupation		
1	4.42 Mbps	-8.97 %	400.94 ms	32.24 %		
2	4.33 Mbps	-57.64 %	2734.31 ms	31.95 %		
3	4.42 Mbps	-7.99 %	548.16 ms	31.81 %		
4	4.20 Mbps	-58.30 %	2746.08 ms	31.28 %		
TOT	17.36 Mbps	-42.01 %	920.32 ms	98.01 %		

-- Statistiques énergétiques : -----						
Lien	Energie consommée (Trames + ACK)		Eff. Energ.			
1	2.93 mJ	(0.18 + 2.75)	15.05 Gb/J			
2	2.88 mJ	(0.18 + 2.70)	15.04 Gb/J			
3	8.73 mJ	(5.98 + 2.76)	5.06 Gb/J			
4	8.49 mJ	(5.88 + 2.62)	4.94 Gb/J			
TOT	23.04 mJ	(12.21 + 10.83)	7.54 Gb/J			

Algorithme BLV et présélection γ

Logiquement, les changements de modes générés, au cours de la simulation, par la présélection γ sont plus nombreux que dans le cas du trafic faible :

```

0.25 s : G = 96.41 %    2 --> MCS 9      (gamma = 2.49 dB)
0.45 s : G = 97.54 %    3 --> MCS 9      (gamma = 0.12 dB)
0.61 s : G = 97.07 %    4 --> MCS 9      (gamma = 1.74 dB)
0.73 s : G = 95.50 %    2 --> MCS 4      (gamma = 1.38 dB)
0.86 s : G = 96.18 %    1 --> MCS 9      (gamma = 1.75 dB)
1.37 s : G = 34.59 %    2 --> MCS 6      (gamma = 0.06 dB)
1.55 s : G = 71.22 %    2 --> MCS 9      (gamma = 2.75 dB)
2.33 s : G = 34.77 %    2 --> MCS 6      (gamma = 0.78 dB)
2.53 s : G = 72.41 %    1 --> MCS 10     (gamma = 0.71 dB)
2.90 s : G = 70.89 %    2 --> MCS 9      (gamma = 3.76 dB)
4.00 s : G = 45.53 %    1 --> MCS 9      (gamma = 2.01 dB)
4.77 s : G = 38.16 %    2 --> MCS 6      (gamma = 1.01 dB)
4.95 s : G = 75.78 %    3 --> MCS 10     (gamma = 0.05 dB)
5.11 s : G = 84.43 %    3 --> MCS 4      (gamma = 0.46 dB)
5.26 s : G = 96.74 %    4 --> MCS 4      (gamma = 1.18 dB)
5.61 s : G = 53.76 %    2 --> MCS 9      (gamma = 4.03 dB)
5.79 s : G = 33.61 %    3 --> MCS 9      (gamma = 2.48 dB)
6.17 s : G = 34.21 %    2 --> MCS 6      (gamma = 0.32 dB)
6.34 s : G = 69.73 %    4 --> MCS 9      (gamma = 0.76 dB)
6.49 s : G = 95.68 %    3 --> MCS 4      (gamma = -0.67 dB)
6.63 s : G = 94.45 %    1 --> MCS 5      (gamma = -1.67 dB)
6.81 s : G = 67.12 %    3 --> MCS 10     (gamma = 1.05 dB)
7.15 s : G = 93.64 %    3 --> MCS 4      (gamma = -2.55 dB)
7.69 s : G = 62.71 %    3 --> MCS 9      (gamma = 0.14 dB)
7.87 s : G = 77.30 %    3 --> MCS 4      (gamma = 1.04 dB)
8.06 s : G = 58.52 %    3 --> MCS 9      (gamma = 1.84 dB)
8.22 s : G = 82.02 %    2 --> MCS 9      (gamma = 2.81 dB)
8.92 s : G = 44.61 %    1 --> MCS 9      (gamma = 1.69 dB)

```

Dans ce scénario, on remarque que les modes 4 et 5 sont parfois sélectionnés lorsque le canal de communication est saturé (γ négatif). Ces changements de mode générés par la présélection γ permettent de décongestionner rapidement le canal de communication et de s'assurer du respect des contraintes de débit moyen tout en améliorant l'efficacité énergétique par rapport au cas de la maximisation de l'efficacité spectrale :

-- Statistiques trames : -----					
Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions
1	1007	758	0	249	157
2	2018	1596	0	422	254
3	982	751	0	231	151
4	1985	1571	2	412	257
TOT	5992	4676	2	1314	819

-- Statistiques trafic : -----					
Lien	Débit moyen (Var / D. max)		Latence	Occupation	
1	4.85 Mbps	-0.00 %	4.40 ms	8.68 %	
2	10.21 Mbps	0.00 %	15.22 ms	28.49 %	
3	4.81 Mbps	0.00 %	5.13 ms	8.07 %	
4	10.05 Mbps	-0.13 %	12.31 ms	17.26 %	
TOT	29.93 Mbps	-0.04 %	10.86 ms	58.98 %	

-- Statistiques énergétiques : -----			
Lien	Energie consommée (Trames + ACK)	Eff. Energ.	
1	4.75 mJ (1.73 + 3.02)	10.21 Gb/J	
2	7.20 mJ (0.83 + 6.37)	14.19 Gb/J	
3	26.53 mJ (23.53 + 3.00)	1.81 Gb/J	
4	42.80 mJ (36.53 + 6.27)	2.35 Gb/J	
TOT	81.28 mJ (62.62 + 18.66)	3.68 Gb/J	

Algorithme MiSER et présélection γ

Les changements de mode de transmission générés par la présélection γ associée à l'algorithme MiSER sont :

0.25 s : G = 96.46 %	2 --> MCS 7	(gamma = 0.48 dB)
0.48 s : G = 97.91 %	1 --> MCS 9	(gamma = 0.96 dB)
0.67 s : G = 97.59 %	2 --> MCS 9	(gamma = 1.03 dB)
0.83 s : G = 96.93 %	3 --> MCS 9	(gamma = 0.34 dB)
0.98 s : G = 96.77 %	2 --> MCS 4	(gamma = 0.51 dB)
1.13 s : G = 96.51 %	2 --> MCS 5	(gamma = 0.46 dB)
1.27 s : G = 96.57 %	1 --> MCS 5	(gamma = -0.26 dB)
1.53 s : G = 95.96 %	3 --> MCS 4	(gamma = -0.42 dB)
2.50 s : G = 72.84 %	2 --> MCS 9	(gamma = 0.61 dB)
2.88 s : G = 56.55 %	3 --> MCS 8	(gamma = 0.18 dB)
3.09 s : G = 68.56 %	3 --> MCS 9	(gamma = 0.58 dB)
3.28 s : G = 65.73 %	1 --> MCS 10	(gamma = 0.88 dB)
3.45 s : G = 75.23 %	2 --> MCS 8	(gamma = 0.91 dB)
3.61 s : G = 93.77 %	2 --> MCS 9	(gamma = 0.49 dB)
3.76 s : G = 96.56 %	3 --> MCS 4	(gamma = -3.39 dB)
3.90 s : G = 96.44 %	1 --> MCS 5	(gamma = -1.97 dB)
4.04 s : G = 96.43 %	2 --> MCS 4	(gamma = 0.70 dB)
4.17 s : G = 77.93 %	2 --> MCS 10	(gamma = 0.35 dB)
4.38 s : G = 70.24 %	1 --> MCS 10	(gamma = 0.25 dB)
4.72 s : G = 58.07 %	1 --> MCS 9	(gamma = 1.33 dB)
5.05 s : G = 70.63 %	4 --> MCS 7	(gamma = 1.31 dB)
5.24 s : G = 49.97 %	3 --> MCS 8	(gamma = 0.22 dB)
5.77 s : G = 78.79 %	1 --> MCS 4	(gamma = 0.60 dB)
5.95 s : G = 62.11 %	1 --> MCS 10	(gamma = 0.95 dB)
6.32 s : G = 66.24 %	2 --> MCS 9	(gamma = 1.33 dB)
6.46 s : G = 87.37 %	2 --> MCS 10	(gamma = 0.39 dB)
6.60 s : G = 84.05 %	1 --> MCS 5	(gamma = 0.44 dB)
6.82 s : G = 48.93 %	4 --> MCS 6	(gamma = 0.65 dB)
7.29 s : G = 96.73 %	2 --> MCS 4	(gamma = 0.32 dB)
7.43 s : G = 89.05 %	3 --> MCS 4	(gamma = 0.21 dB)
7.63 s : G = 67.67 %	3 --> MCS 10	(gamma = 0.73 dB)
7.92 s : G = 68.91 %	4 --> MCS 7	(gamma = 0.36 dB)
8.10 s : G = 47.31 %	1 --> MCS 9	(gamma = 1.20 dB)
8.44 s : G = 55.91 %	2 --> MCS 8	(gamma = 0.16 dB)
8.79 s : G = 73.35 %	1 --> MCS 10	(gamma = 0.77 dB)
9.82 s : G = 59.52 %	1 --> MCS 9	(gamma = 0.77 dB)

Le mécanisme de présélection associé à l'algorithme MiSER utilise les modes 6, 7, 8, 9 et 10 (STBC) ainsi que les modes 4 et 5 lorsque l'occupation est trop forte. Puisqu'au sens de la métrique BLV le mode 9 est meilleur que les modes 7 et 8, ils ne sont pas sélectionnés par le mécanisme de présélection associé à la métrique BLV. On a donc logiquement plus de changement de modes lorsque la présélection γ est combinée à l'algorithme MiSER.

On parvient toujours à garantir les débits moyens cibles tout en améliorant l'efficacité énergétique par rapport au cas maximisant l'efficacité spectrale :

Statistiques trames : -----						
Lien	Tentatives	Réussites	Buff	Perdus	Collisions	
1	1151	758	0	393	310	
2	2280	1596	0	684	485	
3	1153	751	0	402	296	
4	2239	1571	2	666	501	
TOT	6823	4676	2	2145	1592	

-- Statistiques trafic : -----						
Lien	Débit moyen (Var / D. max)			Latence	Occupation	
1	4.85 Mbps	-0.00 %		10.22 ms	7.52 %	
2	10.21 Mbps	0.00 %		40.90 ms	17.03 %	
3	4.81 Mbps	0.00 %		9.52 ms	10.34 %	
4	10.05 Mbps	-0.13 %		55.17 ms	47.71 %	
TOT	29.93 Mbps	-0.04 %		35.67 ms	76.65 %	

-- Statistiques énergétiques : -----						
Lien	Energie consommée (Trames + ACK)			Eff. Energ.		
1	6.06 mJ	(3.03 + 3.02)			8.01 Gb/J	
2	10.24 mJ	(3.88 + 6.37)			9.97 Gb/J	
3	41.98 mJ	(38.98 + 3.00)			1.14 Gb/J	
4	17.55 mJ	(11.28 + 6.27)			5.73 Gb/J	
TOT	75.83 mJ	(57.17 + 18.66)			3.95 Gb/J	

La différence d'occupation entre ce mécanisme (77 %) et la présélection combinée à la sélection BLV (59 %) est due au fait que la métrique BLV sélectionne directement le mode 9 sans passer par les modes 7 et 8 qui correspondent à des occupations plus élevées. L'efficacité énergétique est légèrement plus élevée avec ce mécanisme puisqu'il s'agit du critère d'optimisation direct du MiSER alors que dans le cas de la sélection BLV, l'optimisation de l'efficacité énergétique est indirecte : le critère d'optimisation est la minimisation des dégradations subies par la transmission.

Dans ce scénario, la présélection γ permet de conserver les débits moyens cibles tout en améliorant l'efficacité énergétique par rapport à la maximisation de l'efficacité spectrale. Les algorithmes BLV et MiSER ont la meilleure efficacité énergétique mais ne permettent pas de garantir les débits moyens.

6.5.3 Trafic fort en multi-technologies

La métrique développée est compatible avec le scénario multi-RAT décrit en 2.3.3. En effet, lorsque plusieurs interfaces de transmission sont disponibles, la présélection permet de répartir le trafic entre les différentes interfaces. En effet, lorsqu'une interface commence à être saturée, les modes correspondant sont éliminés par la présélection, la station n'a alors pas d'autre choix que de basculer sur une interface moins occupée.

Dans ce scénario on considère que les stations ont accès aux deux interfaces Wi-Fi et ECMA 368. Cependant, on remarque que si on se base sur une maximisation du débit PHY, le mode sélectionné pour les transmissions de la station proche (4m) est le mode 5 et le mode 4 pour la station lointaine (12m). Si on se base sur l'analyse des métriques α et β , le meilleur mode reste le mode 6. Ainsi aucune de ces sélections n'utilise l'interface ECMA 368.

Les débits moyens cibles sur le lien sont augmentés à 7.5 Mbps sur le lien montant et 15 Mbps sur le lien descendant. Dans le cas d'une maximisation du débit instantané, on a une occupation de l'interface Wi-Fi de 34% et une efficacité énergétique de 1,35 Gb/J (cette performance est similaire aux simulations précédentes puisque le nombre de collisions reste relativement faible). En revanche, dans le cas de la sélection BLV, le lien est toujours saturé (99% d'occupation), l'efficacité énergétique

est de 7,50 Gb/J mais 65% du trafic ne peut être acheminé (contre 44% dans le cas du fort trafic précédent).

L'algorithme MiSER ayant été défini dans un cadre mono-technologie, les mécanismes l'utilisant ne sont pas étudiés dans ce scénario.

Pour la sélection BLV présélection γ , en considérant que le mode de départ de chacune des liaisons est le mode 6, le déroulement de la simulation se déroule de la manière suivante :

0.24 s :	4 --> MCS 9	(gamma = 0.37 dB)
0.46 s :	2 --> MCS 9	(gamma = 1.25 dB)
0.63 s :	1 --> MCS 10	(gamma = 1.18 dB)
0.76 s :	4 --> MCS 4	(gamma = 0.22 dB)
0.88 s :	3 --> MCS 9	(gamma = 1.05 dB)
0.96 s :	2 --> MCS 12	(gamma = 66.70 dB)
1.00 s :	1 --> MCS 5	(gamma = -0.14 dB)
1.01 s :	3 --> MCS 4	(gamma = 0.20 dB)
1.23 s :	3 --> MCS 10	(gamma = 0.26 dB)
1.31 s :	1 --> MCS 12	(gamma = 5.33 dB)
1.33 s :	4 --> MCS 9	(gamma = 4.16 dB)
1.44 s :	2 --> MCS 9	(gamma = 2.32 dB)
1.49 s :	3 --> MCS 6	(gamma = 0.30 dB)
1.57 s :	4 --> MCS 6	(gamma = 1.81 dB)
1.58 s :	4 --> MCS 9	(gamma = 1.67 dB)
1.71 s :	4 --> MCS 10	(gamma = 0.39 dB)
1.89 s :	3 --> MCS 9	(gamma = 2.94 dB)
1.95 s :	4 --> MCS 4	(gamma = 0.54 dB)
2.11 s :	3 --> MCS 4	(gamma = -0.29 dB)
2.19 s :	1 --> MCS 9	(gamma = 0.19 dB)
2.29 s :	3 --> MCS 10	(gamma = 0.13 dB)
2.75 s :	4 --> MCS 9	(gamma = 0.16 dB)
2.85 s :	2 --> MCS 12	(gamma = 7.99 dB)
3.00 s :	2 --> MCS 10	(gamma = 0.64 dB)
3.58 s :	1 --> MCS 10	(gamma = 0.61 dB)
3.77 s :	4 --> MCS 4	(gamma = 1.23 dB)
3.97 s :	2 --> MCS 9	(gamma = 0.08 dB)
4.44 s :	3 --> MCS 9	(gamma = 0.26 dB)
4.81 s :	1 --> MCS 9	(gamma = 0.10 dB)
4.92 s :	3 --> MCS 10	(gamma = 0.66 dB)
5.14 s :	1 --> MCS 10	(gamma = 0.80 dB)
5.27 s :	3 --> MCS 9	(gamma = 0.17 dB)
5.49 s :	4 --> MCS 9	(gamma = 0.42 dB)
5.61 s :	3 --> MCS 10	(gamma = 0.38 dB)
5.84 s :	2 --> MCS 10	(gamma = 0.89 dB)
5.91 s :	2 --> MCS 12	(gamma = 68.74 dB)
5.96 s :	1 --> MCS 12	(gamma = 4.49 dB)
5.99 s :	3 --> MCS 4	(gamma = -2.32 dB)
6.05 s :	4 --> MCS 4	(gamma = 1.30 dB)
6.12 s :	2 --> MCS 9	(gamma = 2.45 dB)
6.14 s :	3 --> MCS 6	(gamma = 0.06 dB)
6.27 s :	2 --> MCS 10	(gamma = 0.89 dB)
6.29 s :	3 --> MCS 9	(gamma = 3.02 dB)
6.49 s :	2 --> MCS 9	(gamma = 2.65 dB)
6.76 s :	4 --> MCS 9	(gamma = 2.10 dB)
6.82 s :	1 --> MCS 10	(gamma = 0.38 dB)
6.88 s :	1 --> MCS 12	(gamma = 69.90 dB)
7.58 s :	1 --> MCS 10	(gamma = 0.00 dB)
7.69 s :	3 --> MCS 10	(gamma = 0.21 dB)
7.80 s :	3 --> MCS 4	(gamma = 0.42 dB)
8.02 s :	1 --> MCS 12	(gamma = 69.69 dB)
8.17 s :	3 --> MCS 9	(gamma = 1.03 dB)

D'après la Figure 6-9 et la Figure 6-10, au sens de la métrique BLV, les modes sont classés dans l'ordre suivant : 6, 9, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 1, 3, 4, 2, 5. Cependant, les modes 1, 2 et 3 correspondent aux mêmes débits que les modes 8, 9 et 10 et ne sont donc jamais sélectionnés. Au sens de la métrique γ , si le mode 9 n'est pas disponible, alors les modes 7 et 8 qui correspondent à une occupation temporelle plus élevée ne sont pas non plus disponibles. Tout comme le mode 11 lorsque le mode 12 n'est pas disponible. Ainsi les stations ne sélectionnent que les modes 6, 9, 10, 12 et 13.

De plus, d'après la Figure 6-10. Dans la configuration de la simulation, le mode 13 n'est pas disponible puisque hors de portée des deux stations et la station lointaine ne peut pas non plus sélectionner les modes 5 et 12. Ainsi, lors de la simulation, seules les liaisons 1 et 2 basculent sur l'interface ECMA 368 lorsque l'interface Wi-Fi est saturée et les seuls modes sélectionnés sont les modes 6, 9, 10, 12, 4 et 5.

Les statistiques des trames et du trafic de la simulation avec présélection combinée à la métrique BLV sont les suivantes :

-- Statistiques trames : -----								
STA	Tentatives		Réussites		Buff	Collisions		
	WiFi	ECMA	WiFi	ECMA		WiFi	ECMA	
1	7672	5916	6936	5426	0	217	35	
2	17520	2881	15856	2636	5	291	35	
3	13888	0	12456	0	3	313	0	
4	21264	0	18960	0	3	363	0	
TOT		69141		62270	11		1254	

-- Statistiques trafic : -----								
STA	Débit moyen (Var / D. max)			Occupation				
				WiFi		ECMA		
1	9.89 Mbps		0.00 %	9.11 %		6.31 %		
2	14.79 Mbps		-0.03 %	20.75 %		3.10 %		
3	9.96 Mbps		-0.02 %	19.53 %		0.00 %		
4	15.17 Mbps		-0.02 %	20.04 %		0.00 %		
TOT	49.82 Mbps		-0.02 %	64.86 %		9.42 %		

Les débits moyens cibles sont atteints sans dégradation. A la fin de la simulation les liaisons 2, 3 et 4 s'effectuant sur l'interface Wi-Fi, il faut un minimum de 8 trames dans le buffer pour initier une transmission, ce qui explique pourquoi les buffers de ces liaisons ne sont pas vides.

Les statistiques énergétiques pour chacune des interfaces et pour l'ensemble de la simulation sont :

-- Statistiques énergétiques Wi-Fi : -----					
STA	Energie cons. (TRMS + ACK)			Eff. Energétique	
1	5.13 mJ	(1.67	+ 3.46)	10.83 Gb/J	
2	9.24 mJ	(1.33	+ 7.91)	13.72 Gb/J	
3	56.78 mJ	(50.56	+ 6.21)	1.76 Gb/J	
4	126.32 mJ	(116.87	+ 9.45)	1.20 Gb/J	
TOT	197.47 mJ	(170.43	+ 27.04)	2.20 Gb/J	

-- Statistiques énergétiques ECMA : -----					
STA	Energie cons. (TRMS + ACK)			Eff. Energétique	
1	0.02 mJ	(0.01	+ 0.00)	2533.13 Gb/J	
2	0.01 mJ	(0.01	+ 0.00)	2503.63 Gb/J	
3	0.00 mJ	(0.00	+ 0.00)	0.00 Gb/J	
4	0.00 mJ	(0.00	+ 0.00)	0.00 Gb/J	
TOT	0.03 mJ	(0.02	+ 0.01)	2523.41 Gb/J	

-- Statistiques énergétiques totales : -----					Eff. Énergétique	
STA	Energie cons. (TRMS + ACK)					
1	5.14 mJ	(1.68	+ 3.46)		19.23 Gb/J	
2	9.25 mJ	(1.34	+ 7.91)		15.99 Gb/J	
3	56.78 mJ	(50.56	+ 6.21)		1.76 Gb/J	
4	126.32 mJ	(116.87	+ 9.45)		1.20 Gb/J	
TOT	197.49 mJ	(170.45	+ 27.04)		2.52 Gb/J	

Les résultats ci-dessus montrent que l'efficacité énergétique de l'interface ECMA 368 est plus élevée que celle de l'interface Wi-Fi en raison de la puissance de transmission maximale bien plus faible en ECMA 368. Cependant, puisqu'au sens de la métrique BLV, les modes 6, 9 et 10 sont meilleurs que le mode 12, l'essentiel du trafic se fait sur l'interface Wi-Fi.

Malgré l'importance du trafic, les débits moyens cibles sont respectés et l'efficacité énergétique est quasiment doublée par rapport à l'adaptation de lien maximisant les débits instantanés.

Dans ce scénario comme dans le précédent, la qualité du service est assurée par la présélection γ et l'efficacité énergétique du système est meilleure que dans le cas de la maximisation de l'efficacité spectrale. Ce scénario révèle que la présélection permet de répartir les transmissions sur les différentes interfaces et permet ainsi une meilleure gestion du trafic.

6.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on décrit les paramètres pouvant influencer l'efficacité énergétique au niveau du lien radio. Puis, on définit une métrique permettant de tenir compte du trafic sur le lien radio pour améliorer son efficacité énergétique tout en respectant une contrainte de débit moyen.

Cette métrique peut être utilisée seule, mais permet d'obtenir de meilleurs résultats si elle est combinée à un mécanisme d'adaptation de lien basé sur l'amélioration de l'efficacité énergétique. L'évaluation des performances de la métrique combinée à des mécanismes d'adaptation de lien, tels que la métrique BLV ou le MiSER, montre que son apport permet de conserver un gain d'efficacité énergétique en s'assurant que l'on respecte bien la contrainte de débit moyen. De plus, dans le cadre de l'adaptation de lien multi-technologies, l'utilisation du mécanisme de présélection permet de répartir le trafic sur les différentes interfaces de transmission.

De nombreuses études restent à faire pour perfectionner le mécanisme, notamment définir des méthodes permettant d'éviter les changements trop fréquents de mode et d'interface pour stabiliser l'algorithme, des méthodes permettant de sélectionner intelligemment la liaison à optimiser (dans les simulations présentées précédemment, cette sélection est aléatoire). De plus, comme les puissances sont ajustées pour correspondre aux limites de couvertures de chacune des stations, il peut y avoir l'apparition de stations cachées nécessitant l'activation du RTS/CTS.

Conclusion et perspectives

Conclusion

Au cours de cette thèse, plusieurs techniques vertes ont été définies, étudiées, implémentées et évaluées à l'aide de scénarios réalistes. Ces techniques permettent de réduire la quantité d'énergie rayonnée par un dispositif de télécommunications sans affecter la qualité du service délivré.

Après une présentation générale des réseaux de communication et un panorama des principales techniques vertes, deux techniques ont été identifiées comme les plus pertinentes pour l'optimisation et l'adaptation du lien radio sans-fil : les techniques de focalisation multi-antennes à faible complexité et l'adaptation de lien multi-technologies.

L'étude de l'implémentation des techniques de RT et EGT dans des systèmes conformes aux dernières évolutions du standard IEEE 802.11 démontre la facilité d'intégration de ces techniques dans les systèmes actuels. En raison du faible accroissement de complexité d'implémentation lorsque le nombre d'antennes de transmission augmente et de l'absence de modification du récepteur, ces techniques sont idéales pour les systèmes du futur qui seront vraisemblablement composés d'une station de base disposant d'un grand nombre d'antennes de transmission (massive-MIMO) et d'une multitude de récepteurs à faible complexité.

L'analyse des performances montre que lorsque le nombre d'antennes de transmission est relativement faible (ce qui est le cas pour la plupart des systèmes actuels tels que ceux répondant au standard IEEE 802.11) l'EGT est plus performant que le RT et n'apporte aucune dégradation lorsqu'on ne dispose que d'une seule antenne de transmission. Par contre, la différence de puissance due à la modification du canal de propagation liée à l'utilisation du RT produit généralement une différence de puissance reçue dépendant du nombre d'antennes, la bande de transmission et la sélectivité fréquentielle du canal. Ainsi, dans certaines configurations à 4 antennes, le RT peut présenter de meilleures performances que l'EGT.

L'inconvénient de ces techniques est la nécessité de connaître, à l'émission, l'état du canal de propagation entre l'émetteur et le récepteur. La définition, au niveau de la couche de liaison, de méthodes permettant d'estimer le canal de propagation de manière suffisamment fréquente et fiable afin d'éviter la dégradation des performances est alors nécessaire. Les études de cette thèse ont montré que la configuration la plus propice à l'utilisation du RT est l'estimation non-sollicitée et implicite avec un accès déterministe au canal de communication. Enfin, l'analyse *cross-layer* menée dans cette thèse démontre que le RT confirme son caractère de technique verte même lorsqu'on prend en compte les dégradations de la couche physique liées aux imperfections de l'estimation du canal et la baisse de l'efficacité spectrale du lien au niveau de la couche de liaison.

De manière générale, la thèse a démontré que les systèmes de télécommunications actuels ne sont pas optimisés en termes d'efficacité énergétique. De simples modifications comme un changement du type de code correcteur d'erreurs ou l'ajout d'un nouveau schéma de modulation et de codage permettent, sous certaines conditions de propagation, d'améliorer la qualité de la transmission et/ou de réduire la complexité du système sans dégrader les performances.

Afin d'optimiser les systèmes il est alors nécessaire de définir des méthodes permettant d'identifier les conditions nécessaires à l'application du meilleur mode de transmission en fonction des conditions de propagation et de la configuration du système. Cette thèse étudie de telles méthodes d'adaptation de lien car les systèmes privilégient habituellement les modes de transmissions permettant d'améliorer les performances en termes d'efficacité spectrale plutôt que d'efficacité énergétique.

Une métrique d'occupation temporelle a été définie et a fait l'objet d'un dépôt de brevet. Elle permet de tenir compte du trafic de données pour optimiser l'adaptation de lien radio. Cette métrique peut être utilisée seule mais elle est plus efficace combinée à un autre mécanisme d'adaptation de lien basé sur l'optimisation de l'efficacité énergétique telle que la métrique BLV, développée et brevetée par Orange. La métrique d'occupation temporelle évite la congestion du lien radio et, dans le cas multi-RAT, répartit le trafic sur les différentes interfaces de transmission disponibles. L'adaptation de lien basée sur la métrique d'occupation temporelle permet d'augmenter l'efficacité énergétique du système sans dégrader les performances du système même dans le cas d'un fort trafic de données sur le lien radio.

Perspectives

L'émergence des techniques vertes a ouvert de nombreuses voies de recherche, cette thèse s'est concentrée sur les techniques de focalisation spatiale et l'adaptation de lien multi-technologies mais il reste de nombreuses pistes à explorer aussi bien au niveau des couches étudiées dans ce document comme les techniques de retransmission avancées, mais également au niveau des composants comme le développement de modes de veille évolués et des couches supérieures comme la séparation des réseaux de données et de signalisation.

Certaines techniques de focalisation comme le MRT et le SVD seraient intéressantes à évaluer. De plus, il est possible de développer de nouvelles métriques pour l'adaptation de lien à l'instar de celle développée dans cette thèse. Ces métriques pourront se combiner pour améliorer les performances des systèmes en prenant en compte de nouveaux scénarios (milieu rural, milieu urbain...) et de nouvelles technologies (WiMax, LTE-A...). Si l'efficacité énergétique reste le critère d'optimisation principal, il est possible de définir des critères secondaires (comme l'occupation du lien) permettant de respecter les contraintes de qualité de service. Enfin, la consommation électrique réelle des systèmes reste à étudier avec l'implémentation matérielle des techniques et leur évaluation en environnement réel. Il serait également intéressant d'évaluer les performances de l'adaptation de lien multi-RAT utilisant la présélection γ en y intégrant les différentes techniques de focalisation étudiées pendant la thèse.

Jusqu'à présent, l'efficacité énergétique n'a pas été le principal critère de développement des dispositifs de télécommunications. Il faut donc revoir minutieusement toutes les fonctionnalités de ces derniers et trouver des moyens plus verts de parvenir au même résultat : soit en améliorant ou en trouvant des solutions permettant de limiter certains aspects négatifs de l'existant comme l'augmentation de l'efficacité énergétique des composants et la réduction du PAPR soit en trouvant de nouvelles solutions rendues possible par l'évolution technologique comme l'utilisation du *massive-MIMO*. Toutes ces solutions permettront de réduire l'impact écologique des TICs et d'améliorer leur rentabilité.

Annexes

Annexe A

Exemple des opérations effectuées par la couche PHY

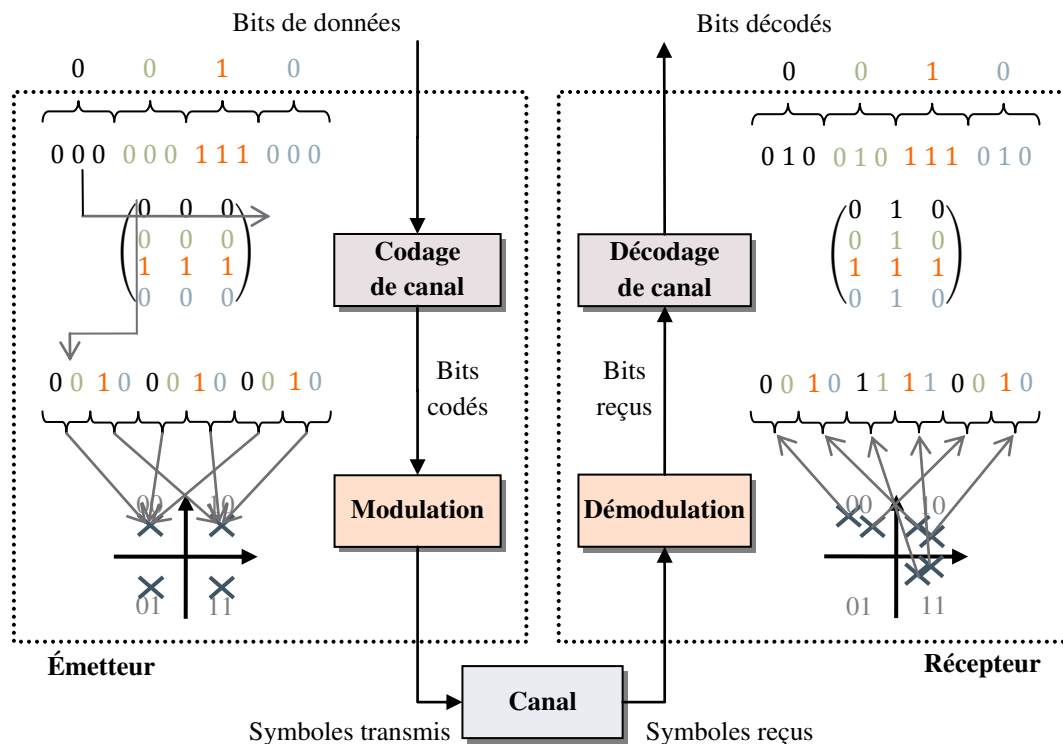


Figure annexe A-1 : Exemple des opérations effectuées par la couche PHY

La figure ci-dessus représente l'envoi d'un message de $k = 4$ bits d'informations.

Au niveau de l'émetteur, les bits d'informations sont d'abord codés à l'aide d'un code à répétition de rendement $k/n = 1/3$ suivi d'un entrelacement matriciel de longueur de contrainte $l = 12$ utilisant une matrice de dimension 4×3 puis modulés en symboles QPSK.

Au niveau du récepteur, après transfert dans le canal, certains symboles ont été dégradés et sont mal interprétés lors de la démodulation, ce qui génère 3 erreurs parmi les bits codés. Le désentrelacement permet alors de répartir les erreurs dans les différents mots de codes, ainsi, lors du décodage (décision à la majorité), le message est correctement interprété.

Annexe B

Principe du SVD

Le SVD est une technique permettant d'annuler totalement l'interférence entre flux spatiaux. Elle repose sur la décomposition en valeurs singulières de la matrice de canal [13] :

$$H = U \cdot \Sigma \cdot V^H$$

La matrice Σ est une matrice diagonale contenant les valeurs singulières λ_l de la matrice H ($l \in [1:rg(H)]$). Ainsi, si on suppose que notre matrice exemple est de rang 2 alors on peut écrire sa matrice diagonale Σ de la manière suivante :

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}$$

De plus, les matrices de passage V et U sont unitaires, on a donc les relations suivantes :

$$V \cdot V^* = V^* \cdot V = I \text{ et } U \cdot U^* = U^* \cdot U = I$$

où U^H et V^H sont respectivement les matrices adjointes (ou hermitiennes) de U et V .

La matrice Σ s'exprime alors :

$$\Sigma = U^H \cdot H \cdot V$$

Si on utilise V pour précoder le signal, le vecteur Y devient :

$$Y = H \cdot V \cdot S + Z = U \cdot \Sigma \cdot S + Z$$

En réception il suffit alors de multiplier y par U^* :

$$R = U^H Y = \Sigma \cdot S + U^H \cdot Z$$

Où R représente le vecteur $(N_{ss}, 1)$ des flux reçus.

Le flux r_n reçu s'exprime :

$$r_n = \underbrace{\lambda_n \cdot s_n}_{\text{Signal Utile}} + \underbrace{z'_n}_{\text{Bruit}}$$

L'avantage de cette technique est qu'elle élimine totalement l'interférence entre les flux spatiaux destinés à un utilisateur donné. Cependant, le nombre maximum de flux transmissible dépend du rang de la matrice de canal et dépend donc du nombre d'antennes de transmission et de réception. De plus, afin de pouvoir séparer les flux, il est nécessaire de connaître le vecteur Y ce qui implique que les antennes de réception doivent appartenir à la même station.

Cette technique à une complexité élevée (surtout lorsque le rang de la matrice de canal est élevé) et elle ne gère pas l'interférence entre les stations. Il faut alors utiliser une méthode de précodage complémentaire (*Dirty paper coding, Channel Inversion Precoding, Minimum Mean Square Error Precoding, etc.*) [13].

Bibliographie

- [1] B. A. Forouzan, *TCP/IP Protocol Suite*, Fourth Edition ed.: McGraw-Hill, 2010.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, Fifth Edition ed.: McGraw-Hill, 2008.
- [3] ITU, *Règlement des radiocommunications*, 2012th ed., 2012.
- [4] IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements, "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," *IEEE Std 802.11™-2012 (Revision of IEEE Std 802.11-2007)*, Mar. 2012.
- [5] V. Erceg et al., "TGn Channel Models," IEEE P802.11 Wireless LANs, 2007.
- [6] IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements, "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications — Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz," *IEEE Std 802.11ac™-2013*, Dec. 2013.
- [7] IEEE Standard for Information technology — Telecommunications and information exchange between systems — Local and metropolitan area networks — Specific requirements, "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications — Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band," *IEEE Std 802.11ad™-2012*, Dec 2012.
- [8] A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," *IEEE Transactions on Information Theory*, Apr. 1967.
- [9] M. Fossorier, M. Mihaljevic, and H. Imai, "Reduced complexity iterative decoding of low-density parity check codes based on belief propagation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, May 1999.
- [10] J.-B. Doré, "Optimisation conjointe de codes LDPC et de leurs architectures de décodage et mise en oeuvre sur FPGA," *PhD Thesis, INSA of Rennes*, May 2008.
- [11] S. Catreux, V. Erceg, D. Gesberg, and R. W. Jr. Heath, "Adaptive Modulation and MIMO Coding for Broadband Wireless Data Networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 108-115, June 2002.
- [12] S. Lakshmanan, S. Sanadhya, and R. Sivakumar, "On link rate adaptation in 802.11n WLANs," *IEEE INFOCOM*, 2011.
- [13] G. Redieteb, "Cross-Layer Optimization for Next Generation Wi-Fi," Université Européenne de Bretagne, Rennes, Thèse de doctorat 2012.
- [14] S. Kant and T. Lindstrøm Jensen, "Fast Link Adaptation for IEEE 802.11n," *Master's Thesis, Aalborg University*, Aug. 2007.
- [15] D. Bertsekas and R. Gallager, *Data Networks*, Second Edition ed.: Prentice Hall, 1992.
- [16] P. K. Wong, D. Yin, and T. T. Lee, "Analysis of Non-Persistent CSMA Protocols with Exponential Backoff Scheduling," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 59, no. 8, pp. 2206-2214, August 2011.
- [17] Alcatel-Lucent, "Environnement : ne rien faire n'est pas la solution," *Rapport développement durable 2012*, 2012.

- [18] L. Correia, "Smart Cities: Applications and Challenges," *Wireless World 2020 Workshop*, Oct. 2012.
- [19] A. Urie, "Will the Data Explosion drive Wireless into a Brick Wall or will we miss it?," *Wireless World 2020 Workshop*, Oct. 2012.
- [20] D. Kipler, "GreenTouch Consortium: Building the roadmap," *Proceedings of the GreenTouch Consortium*, 2012.
- [21] M. Olsson et al., "5GrEEen: Towards Green 5G Mobile Networks," *1st International Workshop on GReen Optimized Wireless Networks (GROWN'13)*, pp. 1-3, Oct. 2013.
- [22] T. Bohn et al., "Most Promising Tracks on Green Radio Technologies," *INFSO-ICT-247733 EARTH, WP4-Green Radio, Deliverable D4.1*, Dec. 2010.
- [23] D.-T. Phan-Huy, "TRIMARAN, 2011 Report," *OR Access Techno TRIMARAN project*, Jan. 2012.
- [24] A. Gati et al., "Green Mobile Access Networks," *Orange Labs, Network and carriers white paper on Sustainable Development*, Jan. 2012.
- [25] C. Xiong, G. Li, S. Zhang, Y. Chen, and S. Xu, "Energy- and spectral-efficiency tradeoff in downlink OFDMA networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 11, pp. 387-3886, 2011.
- [26] C. He, B. Shang, P. Zhu, X. You, and G. Y. Li, "Energy- and spectral-efficiency tradeoff for ditributed antenna systems with proportional fairness," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 31, no. 5, pp. 894-902, 2013.
- [27] Y. Li, M. Sheng, C. Yang, and X. Wang, "Energy efficiency and spectral efficiency tradeoff in interference-limited wireless networks," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, no. 10, pp. 1924-1927, Oct. 2013.
- [28] P. Kryszkiewicz, A. Kliks, and Y. Louët, "Reduction of subcarriers spectrum sidelobes and intermodulation in NC-OFDM systems," *1st International Workshop on GReen Optimized Wireless Networks (GROWN'13)²*, Oct. 2013.
- [29] L. Häring and C. Kisters, "Joint optimization of bit loading and modulation classification in wireless OFDM systems," *2013 IEEE 9th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, Oct. 2013.
- [30] A. Daghistani and B. Shihada, "Green-Frag: Energy-Efficient Frame Fragmentation Scheme for Wireless Sensor Networks," *2013 IEEE 9th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, Oct. 2013.
- [31] P. Luoto, P. Pirinen, and M. Latva-aho, "Energy-Efficient Load Sharing in LTE-A HetNets," *1st International Workshop on GReen Optimized Wireless Networks (GROWN'13)*, Oct. 2013.
- [32] X. Xu, K. Gledi, and R. Mathar, "Energy Efficient Power Management for 4G Heterogeneous Cellular Networks," *1st International Workshop on GReen Optimized Wireless Networks (GROWN'13)*, Oct. 2013.
- [33] A.-M. Ulmer-Moll and I. Siaud, "Procédé de sélection d'une interface de transmission parmi plusieurs pour un même dispositif de télécommunication et dispositif correspondant," WO 2011/083238 A1, Juillet 14, 2011.
- [34] I. Siaud, "Optimisation des techniques de transmission radio à porteuses multiples pour les réseaux personnels très haut débit," *PhD Thesis, INSA of Rennes*, Oct. 2011.
- [35] Z. Hasan, H. Boostanimehr, and V. K. Bhargava, "Green Cellular Networks: A Survey, Somme Research Issues and Challenges," *IEEE Communication Surveys & Tutorials*, vol. 13, no. 4, pp. 524-540, Nov. 2011.
- [36] F. Heliot, M. A. Imran, and R. Tafazolli, "On the energy efficiency-spectral efficiency trade-off over the MIMO rayleigh fading channel," *IEEE Transactions on Communication*, vol. 60, no. 5, pp. 1345-1356, May 2012.

- [37] I. Siaud, "EE multi-RAT mobile backhauling," *GreenTouch Members Meeting, Dallas, Texas, USA*, June 2012.
- [38] I. Siaud and A.-M. Ulmer-Moll, "Multi-RAT selection: from use cases to CQI metrics," *GreenTouch Members meeting, Stuttgart, Germany*, Nov. 2012.
- [39] H. Toaka et al., "MIMO and CoMP in LTE-Advanced," *NTT DOCOMO Technical Journal*, vol. 12, no. 2, pp. 20-28, Septembre 2010.
- [40] 3GPP TR36.814 V2.0.1, "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA Physical layer aspects," Mar. 2010.
- [41] Atheros, "Achieving Higher Throughput and Greater Range in 802.11n Networks by Sustaining Signals for Improved Performance and Reliability," *Atheros Technical Paper*, Décembre 2009.
- [42] T. Dubois, "Application of Time Reversal to multi-carrier systems: properties and performances," *PhD Thesis, INSA of Rennes*, 2013 Mar.
- [43] M. Fink, "Time reversal of ultrasonic fields. Part I: Basic principles," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 39, Sept. 1992.
- [44] G. Lerosey et al., "Time reversal of electromagnetic waves," *Physical Review Letters*, vol. 92, no. 19, May 2004.
- [45] T. Dubois, M. H  lard, M. Cruss  re, and C. Germond, "Performance of time reversal precoding technique for MISO-OFDM systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2013.
- [46] B. Wang, Y. Wu, F. Han, Y.-H. Yang, and K. J. R. Liu, "Green Wireless Communications: A Time-Reversal Paradigm," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 8, pp. 1698-1710, Septembre 2011.
- [47] D.-T. Phan-Huy, S. Ben Halima, and M. H  lard, "Frequency Division Duplex Time Reversal," *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011)*, Dec. 2011.
- [48] D. J. Love and R. W. Jr. Heath, "Equal gain transmission in multiple-input multiple-output wireless systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no. 7, pp. 1102-1110, Jul. 2003.
- [49] X. Lagrange, "Principes de fonctionnement de l'interface radio LTE," *Dossier Techniques de l'Ingénieur*, May 2013.
- [50] S. Nowak, "Inter-MAC: Enabling Convergent Digital Home Networks for Heterogenous Technologies," *3rd OMEGA Open Event 2011*, Feb. 2011.
- [51] J.-P. Javaudin and M. Bellec, "OMEGA FP7 project," *25th WWRF meeting, Kingston, London, UK*, Nov. 2010.
- [52] M.-A. Bouzigues, "Implémentation de la métrique 'Green' dans une interface de type MIM," *Master Thesis, INSA of Rennes*, 2011.
- [53] G. Redietab, L. Cariou, P. Christin, and J.-F. H  lard, "SU/MU-MIMO in IEEE 802.11ac: PHY+MAC Performance Comparison for Single Antenna Stations," *Wireless Telecommunications Symposium (WTS)*, Apr. 2012.
- [54] G. Breit et al., "TGac channel model addendum," *IEEE P802.11*, Mar. 2010.
- [55] V. Erceg et al., "TGn Channel Models," *IEEE P802.11*, May 2004.
- [56] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [57] B. O'Hara and A. Petrick, *The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion*. New York, USA: IEEE Press, 1999.
- [58] T. Dubois, M. H  lard, M. Cruss  re, and I. Maaz, "Time Reversal applied to large MISO-OFDM systems," *IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Sept. 2013.

- [59] P. Kyritsi and G. Papanicolaou, "One-bit Time Reversal for WLAN Applications," *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 532-536, Sept. 2005.
- [60] V. S. Frost and B. Melamed, "Traffic modeling for telecommunications networks," *IEEE Communications Magazine*, pp. 70-80, Mar. 1994.
- [61] K.-J. Koo, D.-Y. Kim, and B.-S. Lee, "Audio codec bit-rate control method for assuring QoS of voice in WLAN," WO 2009/078524 A1, June 25, 2009.
- [62] H.-R. Shao, H. Singh, X. Qin, and C. Ngo, "Method and system for wireless communication using channel selection and bandwidth reservation," WO 2008/088188 A1, July 24, 2008.
- [63] D. Qiao, S. Choi, A. Jain, and K. G. Shin, "MiSer: An Optimal Low-Energy Transmission Strategy for IEEE 802.11a/h," *MobiCom'03*, pp. 161-175, Septembre 2003.
- [64] Standard ECMA-368, High Rate Ultra-Wideband PHY and MAC Standard, 2008.
- [65] OMEGA WP2, "Deliverable D2.5 - Radio Convergence," Seventh Framework Programme Theme 3, ICT-213311, 2009.

Publications

Revue internationale avec comité de lecture

- [VTM] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, and A.-M. Ulmer-Moll, "Turn Back the Clock: Time Reversal for Green Radio Communications," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, Vol. 8, No. 1, pp 49-56, March, 2013.
- [JNCA] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, A.-M. Ulmer-Moll, and M. H  lard, "A green link adaptation method for random access multiusers systems," *A special Issue of Journal of Network and Computer Applications on Green network Protocols and Algorithms*. (soumis)

Conférences internationales avec comité de lecture

- [WWRF] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, and A.-M. Ulmer-Moll, "Time-Reversal for Green Radio Communications," *Wireless World Research Forum Meeting 29*, Berlin, Germany, October 23-25, 2012.
- [WiMob] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, and A.-M. Ulmer-Moll, "On the use of Time-Reversal for Packet-Switching in Green Communications," *2013 IEEE 9th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, Lyon, France, October 7-9, 2013.
- [PRIME] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, and A.-M. Ulmer-Moll, "Green improvements of IEEE 802.11 directional multi-gigabit physical layer specifications," *10th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME 2014)*, Grenoble, France, June 30-July 3, 2014.
- [GreenCom] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, and A.-M. Ulmer-Moll, "Time Reversal and Equal Gain Transmission for 60 GHz millimeter waves Orthogonal Frequency Division Multiplexing systems," *2014 IEEE Online Conference on Green Communications (OnlineGreenComm)*, November 12-14, 2014.

Brevet

- [Brevet] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, et A.-M. Ulmer-Moll, "Procédé adaptatif d'allocation temporelle pour la commutation de paquets," *demande de brevet français n   13 56340 d  pos  e le 28 juin 2013*.

Contributions au consortium GreenTouch

- [GT1] I. Siaud, M.-A. Bouzigues, and A.-M. Ulmer-Moll, "Time Reversal Signal Processing (TRSP) and propagation analysis," *GreenTouch Members Meeting*, Dallas, Texas, USA, June 5-7, 2012.
- [GT2] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, and A.-M. Ulmer-Moll, "Time Reversal for Green Radio Communications," *GreenTouch Members Meeting*, Stuttgart, Germany, November 5-8, 2012

- [GT3] I. Siaud, M.-A. Bouzigues, and A.-M. Ulmer-Moll, “Time reversal technique as a green transmission technique for the Extended FST use case”, *GreenTouch Members Meeting*, Shanghai, China, May 13-16, 2013.
- [GT4] M.-A. Bouzigues, I. Siaud, M. H  lard, and A.-M. Ulmer-Moll, “Time Reversal in the Multi-RAT Fast Session Transfer use case,” *GreenTouch Members Meeting*, Paris, France, November 4-7, 2013.

Autre

- [ISIS] M.-A. Bouzigues, I. Siaud and A.-M. Ulmer-Moll, “Retournement Temporel pour les futurs systèmes Wi-Fi,” Réunion du GdR ISIS sur les Développements récents en focalisation et communication par retournement temporel.

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE

Titre de la thèse:

Techniques vertes d'optimisation et d'adaptation du lien radio sans-fil

Nom Prénom de l'auteur : BOUZIGUES MARC-ANTOINE

Membres du jury :

- Madame HELARD Maryline
- Monsieur GORCE Jean-Marie
- Monsieur TERRE Michel
- Monsieur DIOURIS Jean-François
- Madame SIAUD Isabelle
- Madame ULMER-MOLL Anne-Marie
- Monsieur PAJUSCO Patrice

Président du jury : J.F. DIOURIS

Date de la soutenance : 22 Octobre 2014

Reproduction de la these soutenue

Thèse pouvant être reproduite en l'état

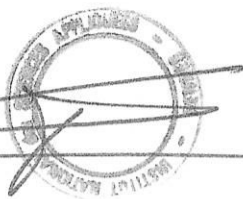
~~Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées~~

Fait à Rennes, le 22 Octobre 2014

Signature du président de jury

Le Directeur,

M'hamed DRISSI



A handwritten signature in black ink, likely belonging to J.F. DIOURIS, the president of the jury.